



Manuel António
de Pina Sistema Fotovoltaico Ligado à Rede
Usando um Conversor Multinível
Quasi-Z do Tipo T

Dissertação submetida como requisito parcial
para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores –
perfil de Energias Renováveis e Sistemas de
Potência

Juri

Presidente: Doutor José Henrique Querido
Maia, ESTSetúbal/IPS

Orientador: Doutor Victor Manuel de Carvalho
Fernão Pires, ESTSetúbal/IPS

Vogal: Doutor Daniel José Medronho
Foito, ESTSetúbal/IPS

Fevereiro 2021

Aos meus pais,
Maria Augusta
de Pina e José
de Pina

Agradecimentos

Quero expressar o meu agradecimento aos Docentes do Curso de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores pelos conhecimentos que me transmitiram durante esse ciclo de estudo.

Aos meus colegas de curso, em especial ao Carlos Vieira e Patrício Andrade, pelos conhecimentos compartilhados e incentivos durante todo este percurso.

Ao Professor Doutor Victor Manuel de Carvalho Fernão Pires, meu orientador, um especial agradecimento por toda a disponibilidade manifestada, dedicação, paciência e pelos conhecimentos transmitidos e supervisão durante toda a realização deste trabalho.

À minha família, com especial destaque à minha tia Felícia Souto, pelo acolhimento e todo o suporte dado durante o meu percurso académico num país de cultura diferente. Aos meus pais, Maria Augusta de Pina e José de Pina, por serem a minha fonte de inspiração e conforto.

Resumo

Os inversores quasi-Z de três níveis (qZS) baseados na topologia tipo T são especialmente indicados para uso em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Na verdade, apresentam uma característica importante para este tipo de aplicação, pois apresentam a característica redutor/elevador. Além disso, também é caracterizado por alta confiabilidade e operação multinível. Porém, associados a este conversor, devem ser utilizados controladores que garantam seu melhor desempenho. Neste contexto, esta dissertação irá propor um sistema de controle global para o inversor trifásico tipo T qZS em um sistema fotovoltaico conectado à rede. Assim, será considerado um algoritmo rastreador de máximo ponto de potência (MPPT) baseado em uma abordagem derivada de tempo integral robusta. Para as correntes de saída será utilizado um controlador de corrente desacoplado no qual será associado um modulador por largura de pulso sinusoidal (SPWM). O desempenho do sistema será verificado e testado por estudos de simulação. Os resultados mostrarão que este sistema fornecerá resultados bem-adaptados para esta aplicação.

Palavras-chave: Controle de corrente desacoplado, Conversor do tipo T, Conversor quasi-Z, algoritmo MPPT, Modulador SPWM, Tempo derivativo.

Abstract

Three-level quasi-Z-Source (qZS) inverters based on the T-Type topology are especially indicated to be used in grid-connected PV systems. In fact, they present an important feature for this type of application since presents Buck-Boost characteristic. Besides that, is also characterized by high reliability and multilevel operation. However, associated to this converter, it must be used controllers that will ensure their best performance. In this context, this thesis will propose a global control system for the three phase T-Type qZS inverter in a grid-connected PV System. So, it will be considered a MPPT algorithm based on a robust integral time derivative approach. For the output currents will be used a decoupled current controller in which will be associated to a SPWM modulator. The performance of the system will be verified and tested by simulation studies. The results will show that this system will provide results well adapted for this application.

Keywords: Decoupled current control, T-Type converter, algorithm MPPT, time derivative, quasi-Z-source inverter (qZSI), SPWM modulator

Índice

Agradecimentos	iv
Resumo	v
Abstract.....	vi
Índice	vii
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas.....	xiii
Lista de Siglas e Acrónimos.....	xiv
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Objetivo.....	3
1.3. Estrutura da dissertação	3
Capítulo 2	5
Estado da Arte	5
2.1. Introdução	5
2.2. Breve história do efeito fotovoltaico	5
2.3. Sistema de energia solar fotovoltaico	7
2.3.1. Tipos de células e módulos fotovoltaico	8
2.3.2. Módulos e painéis fotovoltaicos	9
2.3.4. Influencia da Temperatura no sistema fotovoltaico.....	12
2.4. Modelo matemático da célula fotovoltaica	13
2.4.1. A relação Tensão – Corrente de um módulo fotovoltaico	14
2.4.2. Cálculo das resistências R_S e R_{sh}/R_p	15

2.5. Conversores eletrônicos de potência para Sistemas Fotovoltaicos ..	16
2.5.1. Inversores Convencionais de Dois Níveis	17
2.5.2. Inversores Convencionais Multiníveis	18
2.5.2.1. Conversor com díodos ligados ao ponto neutro	18
2.5.2.2. Conversor com Condensadores Flutuantes	20
2.5.2.3. Conversor Multinível em Cascata.....	22
2.5.2.4. Conversor Multinível do Tipo-T	23
2.5.2.5. Outros Conversores Multinível	25
2.5.3. Inversores com Fonte de impedância de Dois Níveis.....	25
2.5.3.1. Conversor Z.....	26
2.5.3.2. Conversor quasi-Z.....	28
2.5.4. Inversores com Fonte de Impedância Multinível	28
2.5.4.1. Inversor quasi-Z Multinível em Cascata (q-ZS-CMI).....	29
2.5.4.2. Inversor quasi-Z NPC	29
2.5.4.3. Inversor quasi-Z do Tipo-T	31
Capítulo 3.....	32
Sistema Fotovoltaico com Conversor Quasi-Z Multinível do Tipo T	33
3.1. Sistema Proposto	33
3.2. Seguidor de Máximo Ponto de Potência	37
3.2.1. Perturbação e Observação (P&O).....	37
3.2.2. Método da condutância incremental (INC)	38
3.2.3. Algoritmo MPPT proposto	39
3.3. Sistema de controlo de um conversor ligado à rede	40
Capítulo 4.....	42
Simulação do Sistema PV Proposto.....	43
4.1. Simulação do Painel Fotovoltaico - Influência da irradiação e da	

temperatura.....	43
4.1.1. Influência da variação da Irradiação Solar	43
4.1.2. Influência da variação da Temperatura do Ambiente.....	45
4.2. Características do Painel Simulado	47
4.3. Sistema Proposto.....	47
4.3.1. Resultados do Sistema para Temperatura e Irradiação constante	54
4.3.2. Resultados do Sistema em regime transitório.....	56
Capítulo 5	59
5.1. Conclusão	59
5.2. Propostas para trabalhos futuros	59
Bibliografia	61

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Primeira aplicação de uma célula solar de silício [1].....	6
Figura 2.2 - Crescimento da potência solar global instalada [2].	6
Figura 2.3 - Estrutura e funcionamento de uma célula solar [3].	7
Figura 2.4 - célula de silício monocristalino [5].....	8
Figura 2.5– Célula de silício policristalino [5].....	9
Figura 2.6 - célula de silício amorfo.[6].....	9
Figura 2.7 - Composição de um painel fotovoltaico [7].....	10
Figura 2.8 – Associação de células em série [7].	10
Figura 2.9 - Associação de células em paralelo [7].	11
Figura 2.10- Curva tensão – corrente de uma associação de três módulos em Paralelo[7].....	11
Figura 2.11 - Circuito elétrica equivalente de uma célula fotovoltaica	13
Figura 2.12 – Algoritmo de cálculo das resistências dos painéis fotovoltaicos [9].	15
Figura 2.13 – Inversor de fonte de tensão trifásico	18
Figura 2.14 - Conversor NPC de três níveis de tensão [12].	19
Figura 2.15 – braço de um conversor cinco 5 níveis de tensão [15].	19
Figura 2.16 - Configuração de um conversor de condensadores flutuantes de m níveis de tensão[12].....	21
Figura 2.17 – Conversor Multinível em cascata de m níveis de tensão de saída [16].....	22
Figura 2.18 – Esquema de um conversor multinível do Tipo-T.[18].	24
Figura 2.19 – a) Esquema do Conversor Tipo-T monofásico; b) Circuito correspondente de estado de comutação [18].	24
Figura 2.20 – Configuração de um sistema com conversor Z [27]. ..	26
Figura 2.21 – a) Modo de operação não shoot-trought (NST); b) Modo de operação em shoot-trought [27].	26
Figura 2.22 – Sistema de um Inversor ZSI [28].	27

Figura 2.23 – Sistema de um Inversor q-ZSI [28].	28
Figura 2.24 – Topologia de um conversor q-ZS-CMI [38]	29
Figura 2.25 – Topologia de um conversor quasi-Z NPC [44].	30
Figura 2.26 - Representação simplificada do inversor quasi-Z NPS em a) NST b) UST c) LST. [44]	31
Figura 2.27–Conversor quasi-Z Multinível do Tipo-T.	31
Figura 3.1–Sistema Fotovoltaico baseado num Conversor quasi-Z Multinível do Tipo-T [55].	34
Figura 3.3.2 – Circuito Equivalente do conversor: a) Estado Não Shoot-Trouth (NST) e b) Estado Shoot-trought (ST)..	35
Figura 4.1 – Curva Corrente – Tensão com variação de Irradiação solar	44
Figura 4.2 – Gráfico da curva Potência – Tensão para variação da Irradiação Solar.	44
Figura 4.3 – Gráfico da curva Corrente – Tensão para a variação da temperatura ambiente	45
Figura 4.4 – Gráfico da curva Potência – Tensão para diferentes valores de temperatura	46
Figura 4.5 – Representação da tensão V_0 para $M = 1$ e $ST = 0$.	49
Figura 4.6 – Correntes i_a , i_b e i_c para $M = 1$ e $ST = 0$	49
Figura 4.7 – Tensão V_{SA} para $M = 1$ e $ST = 0$	50
Figura 4.8 – V_0 para $M = 0.9$ e $ST = 0.1$	51
Figura 4.9 – V_{SA} para $M = 0.9$ e $ST = 0.1$	51
Figura 4.10 - i_a , i_b e i_c para $M = 0.9$ e $ST = 0.1$	52
Figura 4.11 - V_0 para $M = 0.85$ e $ST = 0.15$	53
Figura 4.12 - V_{SA} para $M = 0.85$ e $ST = 0.15$	53
Figura 4.13 - i_a , i_b e i_c para $M = 0.85$ e $ST = 0.15$	54
Figura 4.14 – Potência do painel fotovoltaico	55
Figura 4.15 – Corrente trifásica injetada na rede	55
Figura 4.16 – Gráfico da tensão e corrente na fase A	56
Figura 4.17 – Perfil da irradiação solar	57
Figura 4.18 – Potência de saída do PV com o sistema conectado à rede.	57

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Sequência de comutação dos interruptores e os respectivos níveis da tensão de saída.....	19
Tabela 2.2 - Relação entre os estados dos interruptores da Figura 2.17 e a tensão de saída	21
Tabela 2.3 - Estado de comutação dos interruptores do conversor monofásico do Tipo -T.	24
Tabela 4.1 - Características do Módulo Fotovoltaico LG365Q1C-A5 em condições padrão ($T_c = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $G = 1000\text{ W/m}^2$).	47
Tabela 5.2 – Parâmetros do Sistema.....	48

Lista de Siglas e Acrónimos

AC	Alternate Current
DC	Direct Current
INC	Incremental Conductance
LST	Lower Shoot-Trough
MMC	modular multilevel converter
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NPC	Neutral Point Clamped
NST	Non Shoot-Trough
P&O	Perturb and Observ
PV	Photovoltaic
q-ZS-CMI	Quasi-Z Source Cascaded Multilevel Inverter
q-ZSI	Quasi-Z Source Inverter
ST	Shoot-Trough
UST	Upper Shoot-trough
VSI	Voltage Source Inverters

Lista de Símbolos

G	Intensidade da radiação solar
I_0	Corrente de saturação do díodo
I_1	Corrente estipulada do módulo 1
I_2	Corrente estipulada do módulo 2
I_n	Corrente estipulada do módulo n
I_{sc}	Corrente de Curto Circuito
I_{mp}	Corrente em Máxima Potência
I_{total}	Corrente do painel fotovoltaico
K	Constante de Boltzmann
m	Fator de idealidade de díodo
NOCT	Temperatura nominal de operação da célula
P_{max}	Potência Máxima
q	Carga elétrica do eletrão
T_c	Temperatura da célula fotovoltaica
V	Tensão nos terminais das células
V_1	Tensão estipulada no módulo 1
V_2	Tensão estipulada no módulo 2
V_n	Tensão estipulada no módulo n
V_{mp}	Tensão em Máxima Potência
V_{oc}	Tensão em Circuito Aberto
V_T	Potencial térmico
V_{total}	Tensão do painel fotovoltaico

Capítulo 1

Introdução

1.1. Motivação

O desenvolvimento da sociedade moderna tem sido acompanhado pelo crescente aumento do consumo da energia elétrica em todos os setores da sociedade. O plano energético convencional é caracterizado por uso de fontes de energias provenientes de combustíveis fósseis.

Para além das fontes de energias não renováveis que se encontram na natureza em quantidades limitadas, a sua utilização está diretamente ligada a alguns impactos negativos a nível ambiental, tais como: deterioração da camada do ozono e chuvas ácidas.

Em virtude de solucionar os problemas inerentes à utilização de energias proveniente de fontes convencionais, surge o novo modelo energético, caracterizado pela maior eficiência e sustentabilidade na produção de energia elétrica, sem comprometer as necessidades energéticas de gerações futuras. Este modelo privilegia o uso de fontes de energias renováveis.

A energia solar é uma das fontes de energia renovável de caráter promissor que tem sido bastante utilizado nos últimos anos. Neste sistema de produção energética o painel fotovoltaico (PV) constitui o principal equipamento utilizado na geração de energia elétrica a partir da energia solar. Ademais, tem-se registado um crescimento significativo nos últimos anos, pelo que se tem afirmado como uma aposta viável para solucionar as questões negativas supracitadas, relativamente à geração de energia elétrica proveniente de fontes não renováveis.

1.2. Objetivo

Pretende-se com esta dissertação apresentar, estudar e analisar um sistema fotovoltaico baseado num conversor de potência DC/AC do tipo multinível. Este sistema será indicado para aplicações em sistemas com potências elevadas e para interligação à rede de energia elétrica. De acordo com a topologia adotada será possível utilizar uma estrutura de produção fotovoltaica descentralizada. Através desta estrutura será possível otimizar a produção fotovoltaica nomeadamente quanto a problemas de sombreamento. Este estudo vai englobar um algoritmo para o funcionamento do sistema em máxima potência (MPPT), assim como o controlo dos conversores de potência. De modo a verificar os pressupostos teóricos também se pretende desenvolver e implementar o modelo computacional do sistema, recorrendo ao *software Matlab/Simulink*, de modo a obter resultados da simulação do sistema.

1.3. Estrutura da dissertação

A presente dissertação encontra-se estruturada em cinco capítulos, de modo a permitir uma leitura sequenciada dos temas abordados, começando por uma breve introdução ao tema central do trabalho e terminando com a conclusão e sugestões para trabalhos futuros.

No Capítulo 1 fez-se uma introdução ao tema deste trabalho, realçando a importância no cenário atual, bem como uma abordagem em relação ao paradigma do plano energético convencional.

No Capítulo 2 fez-se uma breve contextualização ao sistema de produção da energia fotovoltaica, o seu consumo nível global e apresentação de diversos componentes do sistema fotovoltaico.

O Capítulo 3 apresenta um o sistema fotovoltaico ligado à rede e o tipo de conversor de potência utilizado.

No Capítulo 4 foi apresentado os resultados das simulações experimentais do sistema proposto, recorrendo ao *software Matlab/Simulink*.

No capítulo 5 foram apresentadas as conclusões retiradas do estudo realizado e propondo alguns trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1. Introdução

Neste capítulo pretende-se fazer uma contextualização teórica dos diversos componentes integrantes dos sistemas fotovoltaicos. A este nível será apresentado as diversas tecnologias utilizadas ao nível dos painéis fotovoltaico, assim como, conversores de potência e respetivos sistemas de controlo. Será dado ênfase ao sistema fotovoltaico com conversores multiníveis, assim como, as suas diferenças face aos conversores convencionais.

2.2. Breve história do efeito fotovoltaico

Um sistema de energia solar fotovoltaico consiste na conversão da energia solar, através da radiação solar incidente na superfície terrestre, em energia elétrica, a partir de painéis solares.

O efeito fotovoltaico foi observado pela primeira vez, em 1839, pelo físico francês, Alexandre Edmond Becquerel enquanto conduzia experiência eletroquímicas. Durante este experimento, ele observou que os elétrodos de platina ou de prata mergulhadas num eletrólito, produziam uma pequena diferença de potencial, quando expostos à luz. [1]

Mais tarde em 1877, os americanos, W. G. Adams e R. E. Day, desenvolveram o primeiro dispositivo sólido de foto produção de eletricidade, aproveitando as propriedades fotocondutoras do Silénio. O dispositivo consistia num filme de silénio depositado num estrato de ferro e com um segundo filme de ouro que servia de contato frontal. Este sistema possuía uma eficiência na ordem dos 0,5 %.[1]

Em 1954 foi desenvolvida a primeira célula solar de silício por Gerald Pearson, Daryl Chapin e Calvin Fuller, em Bell Laboratories Telephone C. (Bell Labs). Eles verificaram que a eficiência da célula solar de silício era superior à das células solares de silénio, na ordem dos 6 %. [1]

Em 1955, a primeira célula de silício foi utilizada para alimentar uma rede telefónica local em Americus, na Georgia, Estados Unidos de América (Figura 2.1).



Figura 2.1 - Primeira aplicação de uma célula solar de silício [1].

Em 1958, a NASA utilizou uma célula fotovoltaica em aplicações espaciais, incorporando-a no satélite *Vanguard I*, no qual essa célula servia de back-up do sistema convencional (pilhas químicas).[1]

Ao longo das últimas décadas, o sistema fotovoltaico tem tido um crescimento exponencial, possuindo infinitas aplicações. Nos dias de hoje, a aplicação de sistemas fotovoltaicos deixou de ser vista como um sistema promissor e passou a ser encarada como um sistema com provas dadas, nomeadamente quando se fala em fontes de energias renováveis. Para concluir, na Figura 2.2 apresenta-se os dados relativos à potência fotovoltaica instalada a nível global, entre os anos de 2009 e 2019 [2].

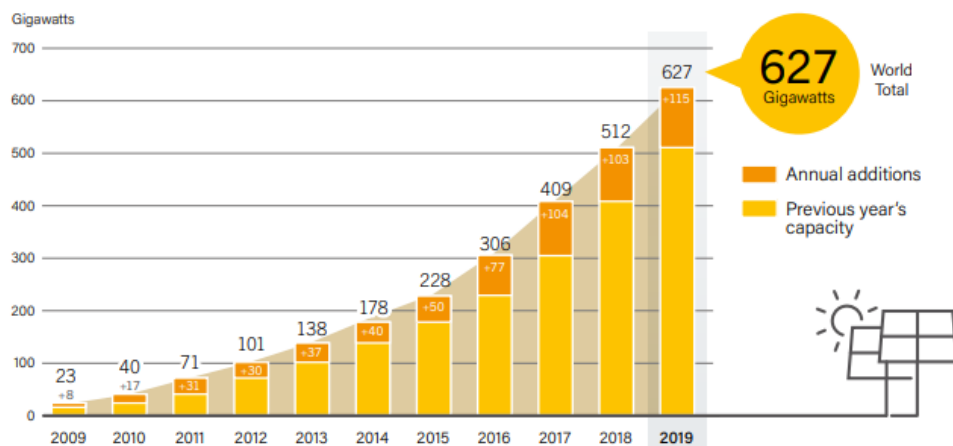


Figura 2.2 - Crescimento da potência solar global instalada [2].

Segundo os dados apresentados pela Renewables 2020 Global Status Report (REN21), no ano de 2019 estimava-se que a potência solar fotovoltaica instalada a nível global atingiu cerca de 627 GW.

2.3. Sistema de energia solar fotovoltaico

Os sistemas de energia solar fotovoltaico são responsáveis por converter a energia solar em energia elétrica através de células solares constituídas por materiais semicondutores, que na maioria dos casos trata-se do Silício [3]. Este material necessita primeiramente de ser dopado por outros materiais de modo a criar uma diferença de potencial entre duas zonas da célula, isto é, um campo elétrico [3] .

O processo de dopagem de silício consiste na introdução de materiais denominadas dopantes, por exemplo, o boro e o fósforo, de modo a alterar as propriedades do silício puro, criando camadas com cargas positivas (tipo p) e negativas (tipo n), respetivamente. Na figura ilustração está representada a estrutura e o funcionamento de uma célula solar.

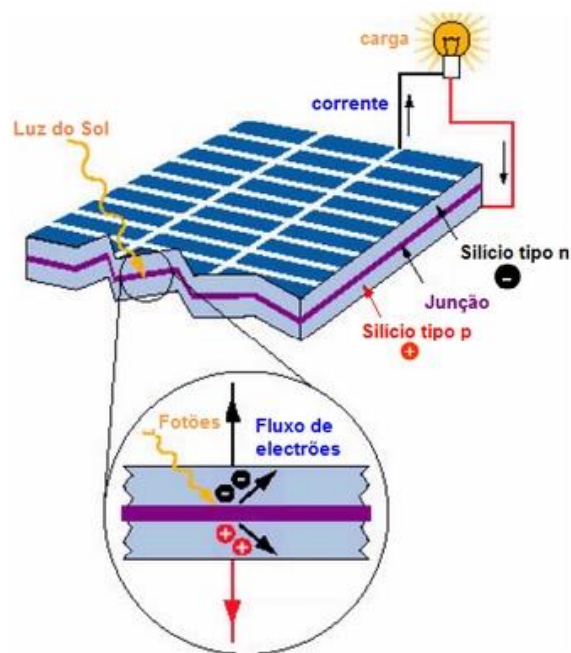


Figura 2.3 - Estrutura e funcionamento de uma célula solar [3].

Quando a luz solar incide na célula, os fótons libertam eletrões devido ao campo elétrico formado através da ligação P – N e o fluxo dos eletrões no campo elétrico gera a corrente elétrica.

2.3.1. Tipos de células e módulos fotovoltaico

As células solares constituem o elemento responsável pela conversão da energia solar em energia elétrica. No entanto existem diferentes tipos de células solares fotovoltaicas, que podem ser classificadas como células monocristalinas, Células policristalinas e amorfas [4].

As **células monocristalinas**, também conhecidas como células de primeira geração, representam o tipo de célula fotovoltaica com maior incidência no mercado. Ela é fabricada a partir de um bloco de silício cristalizado num único cristal, o que lhe confere uma estrutura molecular uniforme, potenciando o efeito fotovoltaico.

A tecnologia monocristalina é caracterizado por possuir uma eficiência que varia entre 15 e 18%. [4]

Na figura 2.4 encontra-se representado o aspeto visual de uma célula monocristalina.

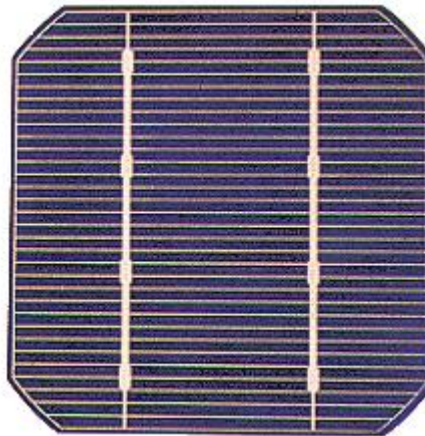


Figura 2.4 - célula de silício monocristalino [5].

As células de silício policristalino são constituídas por múltiplos cristais e possui um processo de fabrico menos complexo e um custo de produção inferior quando comparados com células de silício monocristalina. Este possui uma eficiência na ordem dos 11 a 13%[4].

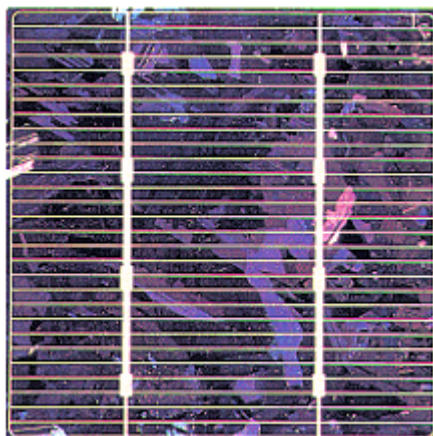


Figura 2.5– Célula de silício policristalino [5].

As **células de silício amorfo** são caracterizadas por possuir alto grau de desordem na estrutura dos átomos em comparação com as tecnologias mencionadas na seção anterior. Esta tecnologia é menos utilizada no mercado e uma das suas grandes vantagens assenta no processo de fabrico de baixo custo. Por outro lado, pode-se destacar algumas desvantagens, tais como, baixa eficiência de conversão (na ordem dos 8 a 10%), e redução da eficiência ao longo da vida útil do painel em consequência da sua degradação nos primeiros meses de operação [4].



Figura 2.6 - célula de silício amorfo.[6]

2.3.2. Módulos e painéis fotovoltaicos

A potência máxima de célula fotovoltaica é de aproximadamente 3 W, o que representa um valor insuficiente para aplicar em casos reais. Para aumentar a potência útil e satisfazer as necessidades de consumo energético, essas células são interligadas entre si, formando um módulo e um conjunto de módulos formam um painel fotovoltaico (ver

Figura 2.7). Estas ligações podem ser estabelecidas em série ou em paralelo. De acordo com o tipo de ligação efetuado, haverá uma variação nos parâmetros elétricos (corrente, tensão e potência). Nas figuras seguintes, pode-se observar o comportamento da curva tensão – corrente em função dos tipos de associação de células referidos.

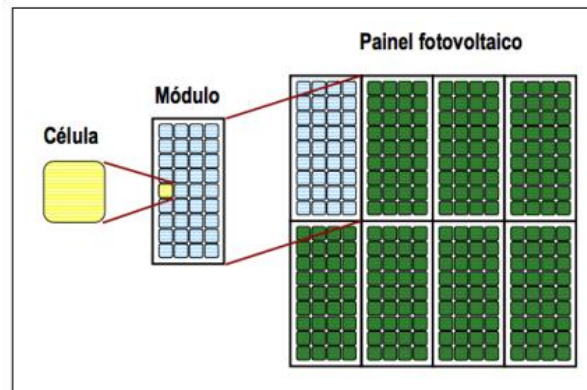


Figura 2.7 - Composição de um painel fotovoltaico [7].

Associação das células em série:

A associação em série de células fotovoltaicas tem como consequência um aumento de tensão sem alteração do valor da corrente. Na figura 2.8 está esquematizada três células fotovoltaicas com ligações em série.

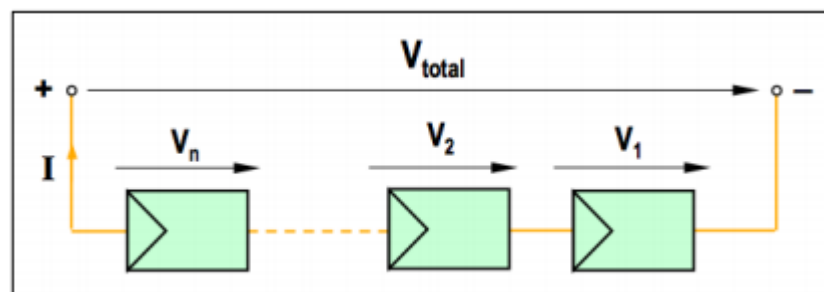


Figura 2.8 – Associação de células em série [7].

A partir da figura 2.8 pode-se deduzir as seguintes equações:

$$V_{total} = V_n + V_2 + V_1 \quad (2.1)$$

Considerando:

- V_1 -Tensão estipulada no módulo 1;
- V_2 -Tensão estipulada no módulo 2;
- V_n -Tensão estipulada no módulo n;
- V_{total} – Tensão do painel fotovoltaico.

Associação das células em paralelo:

Quando as células estão ligadas em paralelo (Figura 2.9), o comportamento dos parâmetros elétricos é inverso em relação ao caso apresentado na secção anterior. Neste caso, a tensão mantém-se constante e haverá um aumento da corrente elétrica, tal como pode-se observar na Figura 2.10.

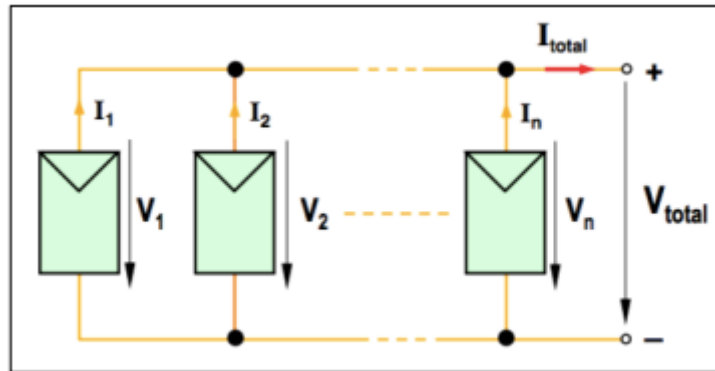


Figura 2.9 - Associação de células em paralelo [7].

A partir do esquema da figura 2.9, pode-se deduzir as seguintes equações:

$$V_{total} = V_1 = V_2 = V_n \quad (2.2)$$

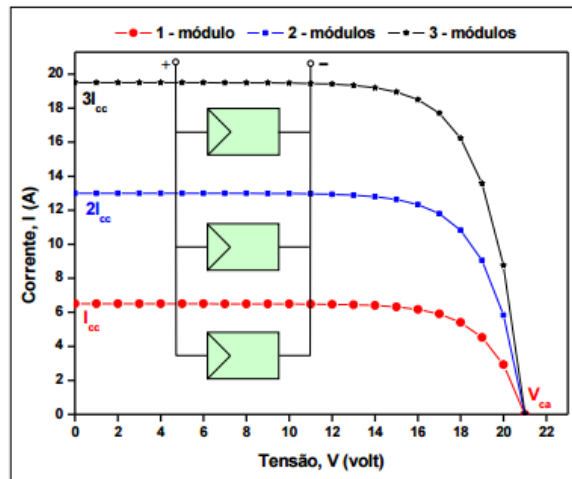


Figura 2.10- Curva tensão – corrente de uma associação de três módulos em Paralelo[7].

Com base na Figura 2.9, pode-se verificar que a corrente total, corresponde a soma de

todos as correntes do painel. Deduz-se a seguinte equação:

$$I_{total} = I_n + I_2 + I_1 \quad (2.3)$$

Considerando:

- I_1 - Corrente estipulada do módulo 1;
- I_2 - Corrente estipulada do módulo 2;
- I_n - Corrente estipulada do módulo n;
- I_{total} – Corrente do painel fotovoltaico.

2.3.3. Influencia da Temperatura no sistema fotovoltaico

Outro dos parâmetros que afeta a eficiência(desempenho) de um painel fotovoltaico é a temperatura. De referir que para além da variação da temperatura ambiente, quando os painéis fotovoltaicos estão expostos a radiações solares o seu aquecimento torna-se inevitável. A temperatura na superfície da célula fotovoltaica é sempre superior à temperatura ambiente devido ao processo de conversão da energia solar em energia elétrica, em que uma parte da radiação solar incidente é dissipada sob a forma de calor.

A temperatura da célula fotovoltaica pode ser estimada utilizando a seguinte equação:

$$T_c = T_a + \frac{G(NOCT - 20)}{800} \quad (2.4)$$

onde:

- T_c -Temperatura da célula fotovoltaica [$^{\circ}$ C];
- G – Intensidade da radiação solar [W/m^2];
- $NOCT$ – Temperatura nominal de operação da célula;
- T_a – Temperatura do ambiente [$^{\circ}$ C].

O aumento da temperatura nas células fotovoltaicas provoca uma diminuição da tensão do sistema e consequentemente um decréscimo no valor da potência da potência gerada pelo sistema.

2.4. Modelo matemático da célula fotovoltaica

Para estudar um sistema fotovoltaico, torna-se imprescindível utilizar um modelo matemático que permita simular o comportamento de uma célula fotovoltaica. Existem diversos tipos de modelos para representar uma célula fotovoltaica. Contudo, um dos modelos mais utilizados é o de um diodo, conforme se verifica pela Figura 2.11.

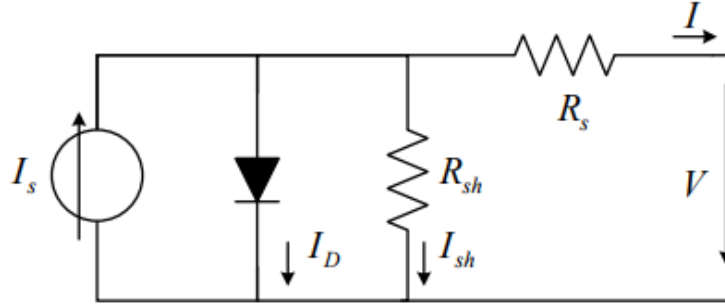


Figura 2.11 - Circuito elétrica equivalente de uma célula fotovoltaica

De acordo com o modelo apresentado na figura 2.11, a fonte de corrente elétrica I_s representa a corrente elétrica gerada pela célula quando a radiação solar incide sobre ela, sendo que R_s , a resistência em série, que representa a queda tensão entre o condutor e os contactos externos e R_{sh} representa a fuga de corrente interna existente.

Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica, representado na Figura 2.11, obtém-se a seguinte expressão:

$$I = I_s - I_D - I_{Rs} \quad (2.5)$$

Ao substituir as correntes I_D e I_{Rs} pelas suas respetivas expressões na equação (2.5) acima, resulta a seguinte expressão:

$$I = I_s - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{m V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (2.6)$$

Em que:

- I_0 – Corrente de saturação do diodo [A];

$$I_0 = \frac{I_{sc, n} k l (T_c - T_n)}{\exp\left(\frac{V_{oc, n} + k V (T_c - T_n)}{a V_T}\right) - 1} \quad (2.7)$$

- m – Fator de idealidade de diodo (diodo ideal $m = 1$; diodo real $m > 1$);
- V – Tensão nos terminais das células [V];
- V_T – Potencial térmico;

$$V_T = \frac{KT_c}{q} \quad (2.8)$$

- K – Constante de Boltzmann ($K = 1.38 * 10^{-23} [J/K]$);
- T_c – Temperatura absoluta da célula fotovoltaica (K);
- q – Carga elétrica do elétron ($q = 1.6 * 10^{-19} [C]$).

2.4.1. A relação Tensão – Corrente de um módulo fotovoltaico

Tal como referido, os módulos fotovoltaicos são compostos por um conjunto de células solares interligadas em série. O valor da tensão e da corrente destes módulos variam de acordo com o número de células que os constituem.

Da equação (2.6) deriva a equação (2.9) para representar a relação entre a tensão e a corrente dos módulos fotovoltaicos, onde N_s significa é o número de células solares constituinte do módulo, I_m e V_m são respetivamente, a tensão e a corrente de saída.

$$I_m = I_s - I_0 \left[\exp \left(\frac{V_m + R_s I_m N_s}{m V_T N_s} \right) - 1 \right] - \frac{V_m + R_s I_m N_s}{R_{sh} N_s} \quad (2.9)$$

A partir desta expressão, pode-se obter a equação da corrente de saída dos painéis fotovoltaicos. Tendo em consideração que os painéis são constituídos por agrupamentos de módulos fotovoltaicos, onde estes podem estar ligados em série, paralelo ou apresentar uma ligação mista. A equação da corrente de saída do painel fotovoltaico de acordo com estas considerações é a seguinte:

$$I_A = I_s N_{PP} - N_{PP} I_0 \left[\exp \left(\frac{V_A + R_s I_A \left(\frac{N_{PP}}{N_{SS}} \right)}{m V_T N_s} \right) - 1 \right] - \frac{V_A + R_s I_A \left(\frac{N_{PP}}{N_{SS}} \right)}{R_{sh} \left(\frac{N_{PP}}{N_{SS}} \right)} \quad (2.10)$$

Onde:

- I_A – Corrente no terminal do Painel [A];
- V_A – Tensão no terminal do Painel [V];
- N_{PP} – Número de módulos ligados em Paralelo,
- N_{SS} - Número de módulos ligados em Série.

2.4.2. Cálculo das resistências R_s e R_{sh}/R_p

Para se obter uma simulação do painel fotovoltaico com características idênticas a um painel fotovoltaico real, é imprescindível calcular os valores de todos os parâmetros do painel. Nesta secção vai-se determinar das resistências em série e em paralelo.

Com base em [9], admite-se que existe um único par ($R_s - R_{sh}$) que garante que a potência máxima calculada seja igual à potência máxima teórica que é fornecida pelo fabricante do painel, ou seja, quando o sistema trabalha no máximo ponto de potência (MPP – Maximum Power Point).

Para calcular o valor destas resistências utilizou-se um método iterativo que se baseia na incrementação gradual da resistência R_s , que inicialmente é nula, para encontrar o valor de R_{sh} quando a potência experimental ($P_{max,e}$) for igual a o valor teórico ($P_{max,m}$). Para este cálculo recorreu-se ao software Matlab, nomeadamente implementar o algoritmo representado na Figura 2.12.

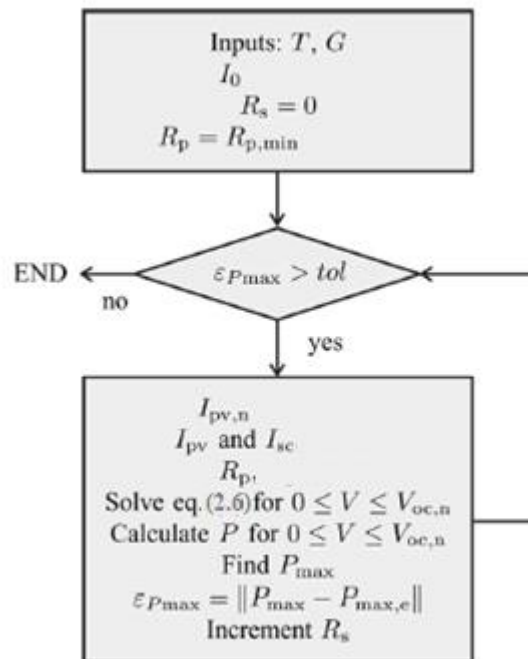


Figura 2.12 – Algoritmo de cálculo das resistências dos painéis fotovoltaicos [9].

De referir que a relação entre R_s e R_{sh} é dada pelas seguintes equações:

$$P_{max,m} = V_{mp} \left\{ I_{pv} - I_0 \left[\exp \left(\frac{q}{kT} \frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{a N_s} \right) - 1 \right] - \frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{R_{sh}} \right\} = P_{max,e} \quad (2.11)$$

$$R_{sh} = \frac{V_{mp}(V_{mp} I_{mp} R_s)}{\{V_{mp} I_{pv} - V_{mp} I_0 \exp \left[\frac{(V_{mp} + I_{mp} R_s) q}{a N_s k T} \right] + V_{mp} I_0 - P_{max,e}\}} \quad (2.12)$$

$$I_{pv} = (I_{pn,n} + kI(T_c - T_n)) \frac{G}{G_n} \quad (2.13)$$

2.5. Conversores eletrônicos de potência para Sistemas Fotovoltaicos

Num sistema fotovoltaico ligado à rede, os conversores eletrônicos de potência são os equipamentos utilizados para conversão da energia elétrica produzida em corrente contínua (DC) pelo painel fotovoltaico em energia elétrica em corrente alternada (AC) monofásica ou trifásica com características de frequência e nível de tensão adequada para a rede a qual estão ligados.

O surgimento e o crescente aumento dos pequenos produtores/geradores de energias a partir de fontes não renováveis e a preocupação crescente com a qualidade desta energia vieram impulsionar o desenvolvimento e aparecimento de novas técnicas de controlo dos conversores, relativamente aos conversores convencionais.

Em 1980 surgiu o conceito de conversão multinível, introduzido por Nabae, Takahashi e Akagi, usando a topologia díodos ligados ao ponto neutro (NPC – Neutral Point Clamped). [10,11]

As diferenças entre os conversores convencionais e os conversores multiníveis residem nos níveis de tensão de saída do conversor. Nos conversores convencionais apresentam dois níveis de tensão, ao passo que os conversores multinível têm três ou mais níveis de tensão [12]. Destas diferenças entre estes dois tipos de conversores, resultam algumas vantagens e desvantagens dos conversores multiníveis em relação aos conversores convencionais.

Pode-se enumerar as seguintes vantagens [12]:

- A aplicação de conversores multiníveis permite obter uma taxa de distorção harmónica inferior a utilização de um conversor convencional;
- Boa compatibilidade eletromagnética;
- Boa qualidade de energia.

2.5.1. Inversores Convencionais de Dois Níveis

Os inversores fontes de tensão (Voltage Source Inverters - VSI) são dispositivos amplamente utilizados na área da eletrônica de potência dado a sua versatilidade e facilidade de comutação [13].

Estes dispositivos são responsáveis pelo estado de conversão das grandezas contínuas para as grandezas alternadas de energia necessária para injetar na rede ou alimentar as cargas. A entrada deste tipo de inversor é alimentada por uma fonte de tensão contínua.

Apesar da sua ampla utilização na área da eletrônica de potência, o VSI possui determinadas limitações, tais como:

- Amplitude de tensão de saída inferior a tensão de entrada, ou seja, o conversor DC – AC é um conversor do tipo abaixador. E por outro lado AC – DC é um conversor do tipo elevador, ou elevador de tensão. Para situações em que é desejado a tensão de saída AC superior a tensão de entrada DC, torna-se necessário a inclusão do conversor DC – DC do tipo elevador no sistema, o que contribui para o da complexidade e custo do sistema [13];
- Ligação simultâneo dos interruptores que compõe o mesmo braço do conversor - quer seja propositadamente ou por influência de ruídos eletromagnéticos – pode levar a danificação dos componentes do circuito e pôr em causa a segurança e o funcionamento do sistema. Portanto, para evitar essa ligação simultânea dos interruptores do mesmo braço do inversor, inclui-se um circuito de tempo morto nesses interruptores, o que ocasiona um retardo na ligação dos mesmos, evitando assim o curto circuito. No entanto, essa solução encontrada evita o curto circuito, porém provoca a distorção de forma de onda da tensão de saída do inversor [13,14];
- Para obter uma tensão sinusoidal na saída é necessário a inclusão de um filtro passivo LC na saída do conversor, o que leva a aumento de potência de perda e complexidade de controlo do sistema [13,14].

A configuração básica do VSI está representada na figura 2.13. Nesta topologia está ilustrada com transístores bipolares, no entanto também podem ser utilizados qualquer tipo de interruptores comandados para ligar e desligar que apresente tempos de comutação relativamente curtos.

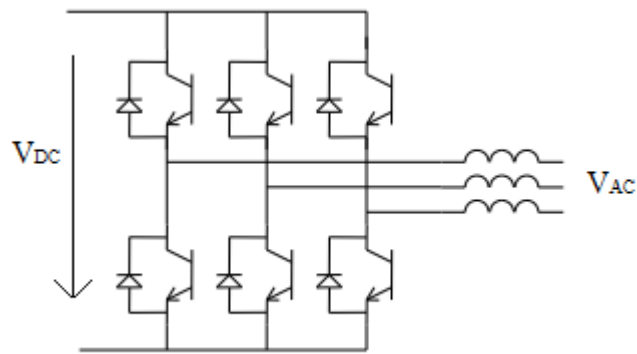


Figura 2.13 – Inversor de fonte de tensão trifásico

2.5.2. Inversores Convencionais Multiníveis

Relativamente aos conversores DC/AC multinível, existem diversos tipos de topologias. Contudo, as mais referenciadas e estudadas são: conversor com díodos ligados ao ponto neutro, conversor com condensadores flutuantes e conversores de pontes em cascata. Um conversor que pode ser derivado do de díodos ligados ao ponto neutro é o conversor do tipo T, que atualmente para certas aplicações tem-se apresentado como uma alternativa ao clássico. Nos pontos seguintes, serão apresentadas as topologias características destes conversores.

2.5.2.1. Conversor com díodos ligados ao ponto neutro

Nos conversores com díodos ligados ao ponto neutro, também conhecidos como NPC (Neutral Point Clamped). Pode-se verificar, através das figuras 2.14 e 2.15, que a tensão no Barramento DC divide-se em vários níveis de tensão através dos condensadores ligados em séries. O ponto médio do Barramento DC é designado de ponto neutro. A tensão de saída para cada fase apresenta três níveis, que são obtidos de acordo com o conjunto de estado dos interruptores ilustrados na Tabela 2.1.

Nas Figuras 2.14 e 2.15 estão representados um conversor NPC de três níveis de tensão e um braço de um conversor de cinco níveis de tensão[15].

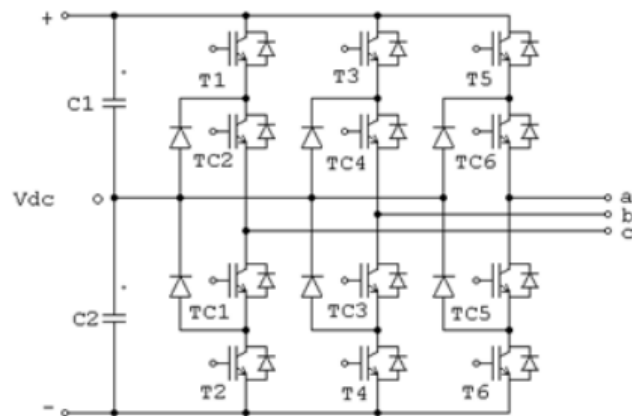


Figura 2.14 - Conversor NPC de três níveis de tensão [12].

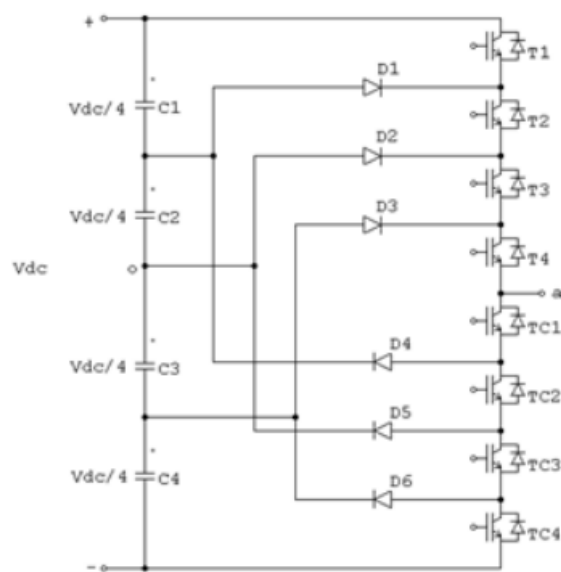


Figura 2.15 – Braço de um conversor cinco 5 níveis de tensão [15].

Na Tabela 2.1 estão representadas as sequências de comutações dos interruptores da Figura 2.14 e os diversos níveis da tensão de saída.

Tabela 2.1 – Sequência de comutação dos interruptores e os respectivos níveis da tensão de saída.

Interruptores ligados	Tensão de Saída
T1 – TC2	$V_{dc}/2$
TC2 – TC1	0
T2 – TC1	$-V_{dc}/2$

Analisando o princípio de funcionamento dos conversores NPC, pode-se constatar as seguintes vantagens [15]:

- A tensão de bloqueio de um interruptor é de $V_{dc}/(n - 1)$ para um conversor de n níveis;
- O número de condensadores necessário para essa topologia é inferior a outras topologias multiníveis (nomeadamente a dos condensadores flutuantes que será descrita no ponto a seguir), o que se torna atrativo em termos de custos;
- A mudança de um nível de tensão à saída é feita apenas com apenas a ligação de um interruptor, diminuindo perdas de comutação e interferências.

Esta topologia apresenta as seguintes desvantagens:

- Os díodos ligados ao ponto neutro têm de ser de recuperação rápida para suportar a corrente nominal do conversor, sendo um fator importante para o correto funcionamento do conversor;
- Em topologias de mais de três níveis, os díodos ligados ao ponto neutro têm de bloquear diferentes valores de tensões;
- É necessário que as tensões dos condensadores se mantenham equilibradas nos diferentes pontos de funcionamento;
- Dificuldade de controlar a potência ativa transitada.

2.5.2.2. Conversor com Condensadores Flutuantes

O conversor multinível de condensadores flutuantes [12-14] é constituído por uma série de condensadores que atuam como fontes de tensão DC, dividindo a tensão contínua em partes iguais para criar diferentes níveis de tensão. Estes condensadores são ligados entre os semicondutores de cada braço do conversor.

Na projeção de um conversor com condensadores flutuantes de m níveis de tensão de saída [12], este deverá ser constituído por $2 \cdot (m-1)$ semicondutores de potência, $(m-1) \cdot (m-2)/2$ condensadores flutuantes por cada braço de um conversor e $m-1$ condensadores ligados em série no barramento DC.

Na Figura 2.16 está representada a configuração de um conversor de condensadores flutuantes de m níveis de tensão.

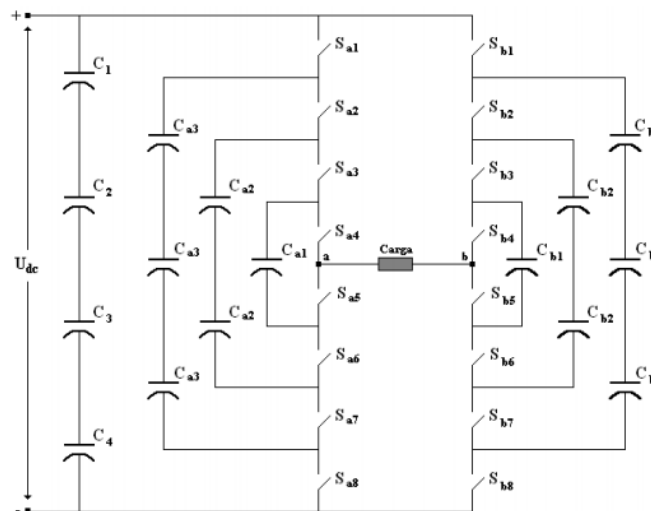


Figura 2.16 - Configuração de um conversor de condensadores flutuantes de m níveis de tensão[12].

Tendo em conta o conversor representado na Figura 2.16, a tensão de saída U_a pode ser obtida através das diversas combinações de interruptores, tal como apresentado na tabela 2.2 [12]:

Tabela 2.2 - Relação entre os estados dos interruptores da Figura 2.16 e a tensão de saída

Tensão de saída	Estado dos interruptores							
U_a	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
U_{dc}	1	1	1	1	0	0	0	0
$3U_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
$U_{dc}/2$	1	1	0	0	1	1	0	0
$U_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1

Relativamente às vantagens associadas a este tipo de topologia pode-se destacar [15]:

- O elevado número de condensadores proporciona maior flexibilidade na síntese de níveis de tensão de saída;
- Baixa taxa de distorção harmónica para estruturas com níveis de tensão elevados, dispensando a utilização de filtros;

- Pode ser controlado de forma modular;
- Capacidade de controlo de potência ativa e reativa, tornando a sua utilização possível em sistemas de transmissão DC.

Como desvantagens existem as seguintes:

- Necessidade excessiva de condensadores flutuantes, em especial quando os níveis de tensão de saída pretendidos são elevados;
- Necessidade de um sistema de controlo complexo;
- Para elevado número de níveis de tensão, o conversor apresenta-se como volumoso, pesado e dispendioso;
- A variação brusca da tensão do lado DC leva a que a tensão dos condensadores recupere mais lentamente, causando tensões de bloqueio dos transístores superiores ao esperado. Este fato limita bastante a utilização destes tipos de conversores em aplicações eólicas e fotovoltaicas onde as variações de cargas são constantes.

2.5.2.3. Conversor Multinível em Cascata

Os conversores multiníveis em cascata são constituídos por vários conversores em ponte, de modo a obter vários níveis da tensão de saída. E cada um destes conversores utiliza uma fonte de tensão independente DC. Em comparação com as topologias anteriores, os conversores multiníveis em cascata dispensam a utilização de díodos extras ou condensadores flutuantes, nomeadamente quando aumentam os números de níveis de tensão de saída.

Na Figura 2.17 está representada uma estrutura básica de um conversor multinível ligado em cascata, com m níveis de tensão de saída.

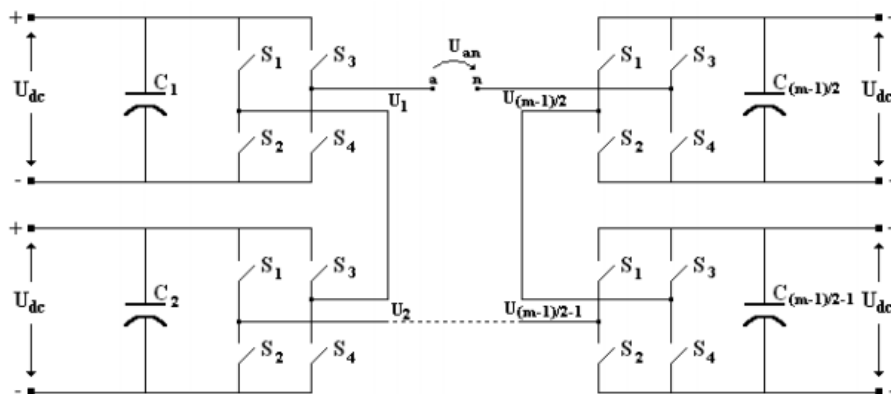


Figura 2.17 – Conversor Multinível em cascata de m níveis de tensão de saída [16].

Relativamente a este conversor, a tensão de saída U_{an} , resulta da soma de cada tensão

dos conversores individuais ligados em série, podendo ser obtida através da seguinte equação:

$$U_{an} = U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_{\frac{(m-1)}{2-1}} + U_{\frac{(m-1)}{2}} \quad (2.14)$$

O número de níveis de tensão de saída deste conversor é definido por $m = 2s + 1$, onde s representa o número de fontes de tensão DC e m , o número de níveis de tensão de saída. Sabendo que cada conversor em ponte gera três níveis de tensão de saída, U_{dc} , 0 e $-U_{dc}$. [16].

Em conclusão, pode-se observar as principais vantagens e desvantagens do uso desta topologia. [17]

Vantagens:

- Em comparação com as outras estruturas dos conversores multinível, este requer o uso de menor número de componentes eletrônicos, para obter o mesmo número de níveis de tensão de saída;
- Número de níveis é superior ao dobro do número de fontes de tensão ($m = 2s + 1$);
- Técnicas de comutação suaves, evitando a necessidade de utilização de *snubbers*.

Desvantagem:

- Necessidade de utilização de fontes de tensão independentes para cada conversor da estrutura, limitando a sua utilização em outras aplicações.

2.5.2.4. Conversor Multinível do Tipo-T

A utilização dos conversores multiníveis tem ganho popularidade nos anos recentes, tornando-se uma das primeiras encolhas para aplicações de média e alta tensão. O Conversor Multinível do Tipo-T é uma espécie de Conversor NPC especial e tem conquistado cada vez mais espaço no mercado. A utilização deste inversor elimina alguns requisitos dos inversores convencionais multiníveis, tais como, necessidade de uma fonte de tensão isolada, maior capacidade do condensador diodo de fixação. O conversor do Tipo-T torna-se uma solução alternativa para topologias complexas de inversores de três níveis devido as suas características, como fácil operação e menor números de semicondutores.[18]

Na Figura 2.18 está representado o esquema do conversor multinível do Tipo-T.

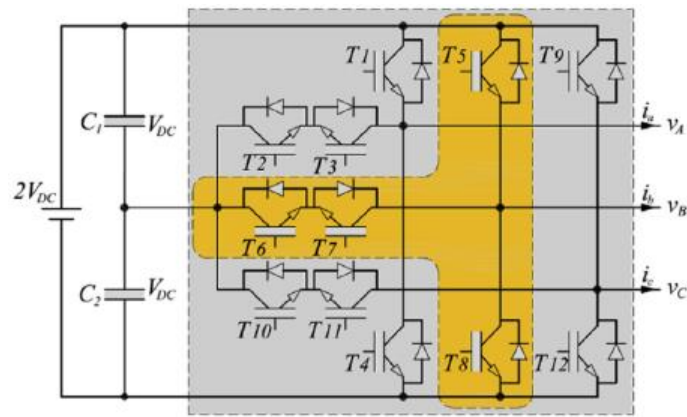


Figura 2.18 – Esquema de um conversor multinível do Tipo-T.[18]

Esta topologia apresenta três interruptores bidirecionais ligados entre os terminais AC e DC.

Para simplificar a análise e descrever o estado de comutação dos interruptores do conversor do Tipo-T, na Figura 2.19 está representada um conversor do Tipo-T monofásico.

Os estados de comutação do conversor do Tipo-T e a configuração do circuito correspondente são fornecidos na Tabela 2.3. A tensão de saída V_0 é igual a $+V_{dc}$ para o estado P (positivo), 0 para o estado 0 e $-V_{dc}$ para o estado N (negativo).

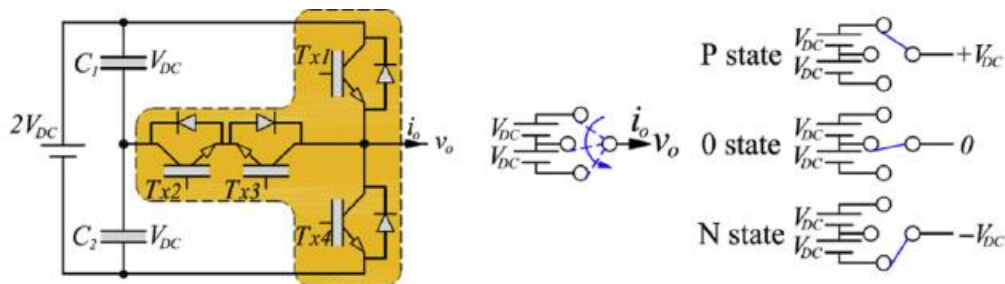


Figura 2.19 – a) Esquema do Conversor Tipo-T monofásico; b) Circuito correspondente de estado de comutação [18].

Tabela 2.3 - Estado de comutação dos interruptores do conversor monofásico do Tipo -T.

Estado	$T1$	$T2$	$T3$	$T4$	V_0
P	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>of</i>	<i>of</i>	$+V_{dc}$
0	<i>of</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>of</i>	0
N	<i>of</i>	<i>of</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	$-V_{dc}$

2.5.2.5. Outros Conversores Multinível

Os conversores multinível previamente descritos, são dos mais utilizados e conhecidos na literatura. No entanto, nos últimos anos, diversos tipos de conversores multinível têm sido propostos. Um conjunto de topologias que tem sido proposto, baseiam-se em conversores clássicos de dois níveis. Assim, uma das topologias que tem sido considerada como muito interessante e ser estudada é o conversor modular multinível (*modular multilevel converter-MMC*) [19, 20]. Na sua forma inicial esta topologia consistia na ligação em série de um braço de um inversor de dois níveis. Contudo, posteriormente também foi proposto a utilização de um inversor monofásico de dois níveis. Outro tipo de topologias baseia-se na utilização de transformadores com os enrolamentos abertos. Uma das topologias que utiliza este conceito utiliza dois inversores de dois níveis trifásicos [21, 22]. Estes inversores são ligados do lado AC a cada um dos lados dos enrolamentos do transformador, enquanto que os painéis fotovoltaicos são ligados ao lado DC. De referir que com esta estrutura simples, é possível aplicar aos enrolamentos do transformador nove níveis de tensão. Uma estrutura similar baseada em transformadores e conversores de dois níveis foi apresentado em [23]. No entanto, neste caso é utilizado dois conversores de dois níveis de quatro braços e um transformador do tipo Scott. De modo a aumentar o número painéis distribuídos por diversos conversores, em [24] foi proposta uma topologia que consiste em três inversores de dois níveis trifásicos ligados a um transformador com os enrolamentos abertos. Uma outra estrutura que utiliza inversores de dois níveis e transformadores foi apresentada em [25, 26]. Esta estrutura é baseada na utilização de múltiplos transformadores. No caso da topologia trifásica requer a utilização de pelo menos três inversores de dois níveis de quatro braços.

2.5.3. Inversores com Fonte de impedância de Dois Níveis

Para superar as desvantagens inerentes aos conversores convencionais mencionadas anteriormente, no ano de 2003, Peng propôs a utilização de um conversor de fonte de impedância. Este conversor foi designado por “Z-source network” ou Conversor Z, pelo facto de ser composto por duas bobinas e dois condensadores nas suas extremidades disposto em forma de Z [27]. E posteriormente, baseando no conversor Z, foi desenvolvido o conversor quasi-Z, onde veio suprir algumas limitações do conversor Z.

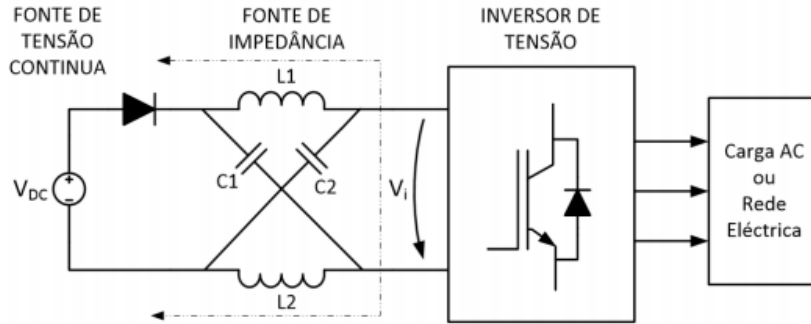


Figura 2.20 – Configuração de um sistema com conversor Z [27].

Uma das principais características dos conversores de impedância é o funcionamento em modo Shoot-Trough (ST). Neste modo de funcionamento – a energia armazenada nos condensadores durante o modo de operação Não Shoot-Trough (NST), é parcialmente convertida em energia nas bobinas. E quando o diodo entra em corte, dá-se o isolamento entre o inversor e a fonte de tensão contínua [27].

Nas Figuras 2.21 – a) e 2.21 – b) estão representados os circuitos equivalentes do funcionamento de um conversor Z em modo de operação NST e modo ST.

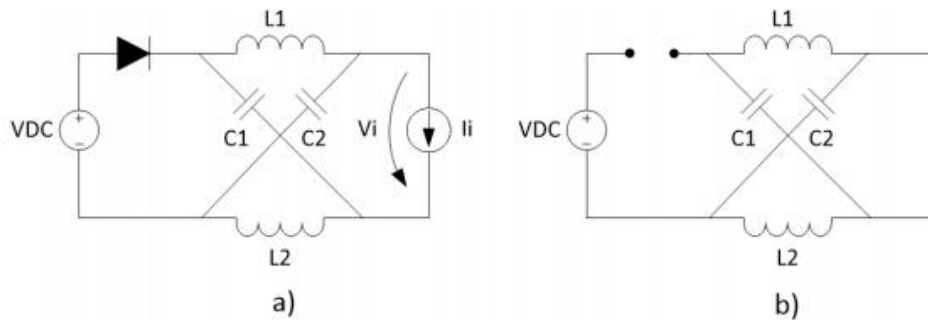


Figura 2.21 – a) Modo de operação não shoot-trough (NST); b) Modo de operação em shoot-trough [27].

A aplicação do modo ST em alternância com o modo NST permite a elevação da tensão na saída do inversor. Deste modo os conversores de fonte de impedância permitem controlar a amplitude da tensão de saída no lado alternado.

2.5.3.1. Conversor Z

Para superar as barreiras e os conceitos teóricos dos conversores convencionais de fonte de corrente e de fonte de tensão, foi proposta uma nova topologia de conversor designado de conversor fonte de impedância, ou conversor Z. Este conversor é caracterizado por um circuito de fonte de impedância que liga a o circuito principal do conversor à fonte de energia.

Na Figura 2.22, pode-se observar que a fonte Z é constituída por dois indutores de divisão

e dois condensadores C1 e C2 conectados no formato em forma de X para acoplar o conversor/inversor à fonte de energia.

Os interruptores usados no circuito principal do conversor/inversor podem ser uma combinação dos dispositivos de comutação e díodos, tal como a combinação antiparalela que caracteriza os conversores fonte de tensão, ou podem ser combinação em série que compõe o circuito do conversor de fonte de corrente.

O conceito de fonte-Z pode ser aplicado para outro tipo de conversão de potência (DC-AC e DC-DC) [28,29]. Uma das aplicações muito interessantes para este tipo de conversor é aplicado aos sistemas fotovoltaicos. De acordo com a Figura 2.22, pode-se observar um conversor Z, onde pode-se produzir diretamente uma tensão AC de saída superior a tensão DC de entrada. O díodo em série com a fonte de alimentação DC é geralmente usada para prevenir o fluxo da corrente na direção inversa.

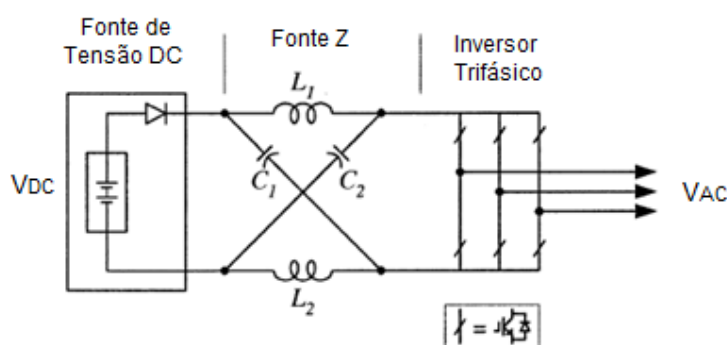


Figura 2.22 – Sistema de um Inversor ZSI [28].

Circuito Equivalente, princípio de operação e controle:

Uma das características exclusivas de um conversor de fonte Z é que a tensão de saída AC, que pode ser de qualquer valor numérico entre zero e infinito, independentemente da tensão de entrada. Neste caso, este conversor pode ser redutor-elevador e possui uma ampla faixa de tensão, e os conversores tradicionais não possuem essa característica.

De acordo com a estrutura do conversor Z trifásico ilustrado na Figura 2.22, pode-se constatar que há nove possibilidades de comutação dos interruptores, diferente dos inversores de tensão tradicionais que possuem apenas oito. Os conversores de tensão tradicionais possuem seis vetores ativos quando a tensão DC é impressa na carga, e possui dois vetores Zeros quando os terminais de cargas estão em curto-circuito através de três dispositivos inferiores ou superiores, respectivamente. Por outro lado, os conversores Z possuem um estado zero extra (ou vetor) quando os terminais de cargas estão em curto-circuito de ambos os dispositivos superiores e inferiores de qualquer braço do inversor de uma fase (isto é, ambos os dispositivos de estão ligados), de qualquer braço do inversor de duas fases ou das três fases. Esse estado zero, designado de Shoot-Trouth, é proibido nos conversores de tensão tradicionais [28].

2.5.3.2. Conversor quasi-Z

Apointando algumas limitações dos conversores Z alimentada por tensão, nomeadamente, a corrente de entrada é descontinua no modo elevador, e os condensadores devem suportar alta tensão. Em relação aos conversores Z alimentada por corrente, a principal desvantagem é que os indutores devem suportar altas correntes [30,31].

O conversor q-ZSI herda todas as vantagens do conversor ZSI e apresenta algumas melhorias, tais como: o indutor de entrada $L1$ induz uma corrente contínua da fonte DC no q-ZSI. A corrente constante reduzirá significativamente o stresse da fonte de entrada, prolonga a vida útil das fontes de entrada e faz com que o q-ZSI seja adequado para conversões de energias renováveis. Entretanto os condensadores $C1$ e $C2$ suportam alta tensão, ambos superiores a fonte de tensão DC nos ZSI. Enquanto que nos q-ZSI, a tensão no condensador $C2$ é muito menor que no $C1$ e fonte de tensão DC, pelo que a exigência dos componentes será menor. Além disso, existe uma ligação comum entre a entrada e a saída do q-ZSI, o qual ajuda a diminuir os problemas de interferência eletromagnética [30-34]. Para além do seu uso como inversor, também foi utilizado em sistemas de conversão DC/DC e mesmo em acionamentos para motores de relutância [35-37].

Na Figura 2.23 está representado o esquema de um inversor q-ZSI.

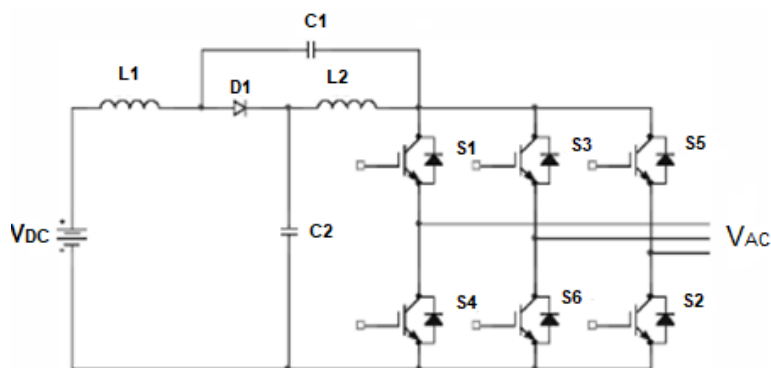


Figura 2.23 – Sistema de um Inversor q-ZSI [28].

2.5.4. Inversores com Fonte de Impedância Multinível

Os inversores com fonte de impedância multinível surgem a partir da combinação dos conversores de fonte impedância com os inversores multiníveis. Estes são caracterizados por possuírem as vantagens de ambos os tipos de conversores.

2.5.4.1. Inversor quasi-Z Multinível em Cascata (q-ZS-CMI)

O conversor multinível em cascata (CMI) é reconhecido como uma das topologias mais eficientes para aplicações em alta potência de média tensão. Esta nova topologia surge a partir da combinação no conversor multinível em cascata tradicional com topologias de fonte quasi-Z, e possui algumas vantagens para aplicações em aplicações fotovoltaicas, tais como: a exigência reduzida do filtro do lado AC devido a formas de ondas de saída de tensão multinível; a capacidade de equilíbrio da tensão no lado DC cada módulo de inversor da fonte quasi-Z pode lidar com ampla variação de tensão do painel através da conversão de potência num único estágio [38, 39].

Na Figura 2.24 abaixo, está representada a topologia do q-ZS-CMI onde cada módulo da ponte-H contem uma rede q-ZSI. Todo módulo inversor q-ZS ponte H (q-ZSI-HBI) possui estados de shoot-trough e não shoot-trough.

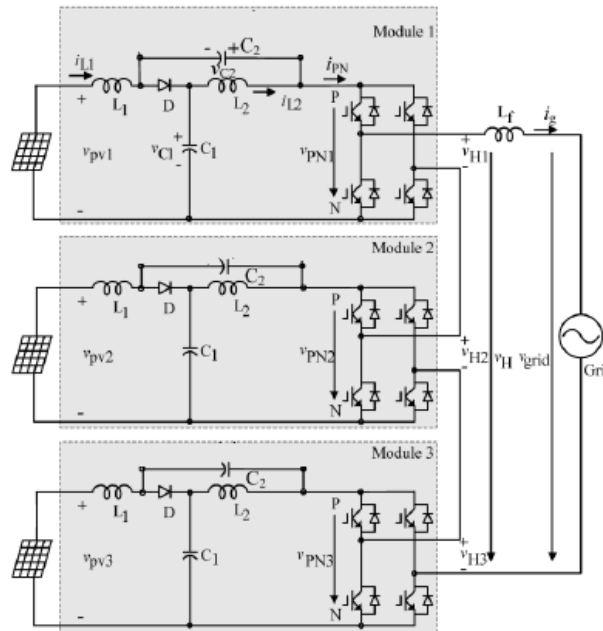


Figura 2.24 – Topologia de um conversor q-ZS-CMI [38]

2.5.4.2. Inversor quasi-Z NPC

A topologia quasi-Z NPC é derivada do inversor multinível NPC (Neutral Point Clamping) ao qual se associaram duas fontes de impedância quasi-Z [40-44]. Uma das características do conversor clássico NPC é que está sempre operando em modo buck, ou seja, abaixador de tensão, pelo que normalmente exige uma grande tensão de lado DC. Para aumentar a tensão de saída AC, seria necessário acrescentar um novo estágio de conversão, nomeadamente introduzindo um conversor boost entre a fonte DC e o inversor. Este problema poderá ser superado com a introdução de uma fonte de impedância quasi-Z. Este inversor oferece a elevação de tensão e conversão DC/AC na

mesma topologia. Para além de elevar a tensão de saída AC, o qZSI introduz o estado shoot-trought (ST) no qual há condução simultânea de ambos os interruptores da mesma fase do braço do inversor. Esse estado de comutação seria proibido nos inversores de tensão tradicionais, porque causaria um curto-circuito nos condensadores do barramento DC. Neste caso a possibilidade de usar ST elimina a necessidade de tempo morto sem pôr em risco e causar danos no circuito do inversor.

Na Figura 2.25 está representada a topologia do conversor quasi-Z NPC. Pode-se verificar que cada um dos braços do circuito inversor é composto por quatro interruptores com dois diodos antiparalelos. Cada fase gera três níveis de tensão de saída de amplitude $V_{pn}/2,0$ e $-V_{pn}/2$. Tendo em conta essas três fases, esse inversor possui 27 estados de comutação válido, 9 por cada fase [44]. Uma das características presentes nesta topologia, é o estado shoot-trought que pode ser adicionado a cada braço do inversor. Durante esse estado a energia armazenada nos indutores é transferida para os condensadores e a carga durante o estado de não shoot-trought (NST). Consequentemente, a tensão pico do lado DC ajustando o fator de ciclo do estado shoot-trought. O estado de shoot-trought pode ser subdividido em superior (UST - Upper Shoot-Trough) e inferior (LST - Lower Shoot-Trough). O UST ocorre quando três interruptores superiores numa fase são ligados simultaneamente, por outro lado o LST é caracterizado pela ligação simultânea de três interruptores inferiores numa fase.

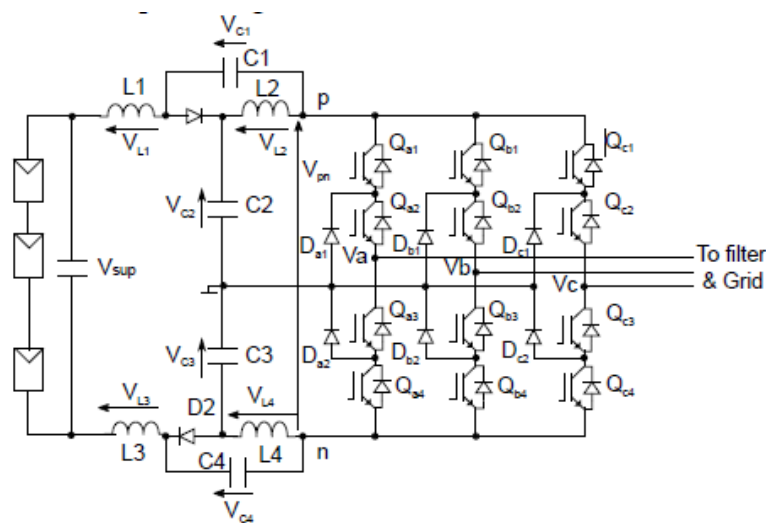


Figura 2.25 – Topologia de um conversor quasi-Z NPC [44].

Pode-se verificar na Figura 2.26 seguinte o circuito equivalente do comportamento do conversor quasi-Z NPC. Todos os estados de comutação desse inversor podem ser divididos em três modos, NST, UST e LST, representados na figura 2.26 a), b) e c), respetivamente.

Capítulo 3

Sistema Fotovoltaico com Conversor Quasi-Z Multinível do Tipo T

As fontes de energia renováveis desempenham um papel fundamental no panorama energético atual, e têm sido uma forte aposta nesse contexto. Para operarem no máximo ponto de potência, assim como, ter uma interligação apropriada com a rede elétrica, as fontes de energias renováveis requerem um controlo eletrónico de potência. Devido às diferentes características e especificações das várias fontes de energias, a escolha da topologia dos conversores de potência tem de ser feita de uma forma criteriosa.

Uma das especificações que normalmente são exigidas para um sistema fotovoltaico ligado à rede elétrica é um conversor de potência com característica de elevação de tensão. Existem várias soluções que são propostas para cumprir esse requisito, a maioria delas baseiam num estágio único de conversão e no duplo estágio de conversão. No estágio de conversão único, usa-se normalmente um transformado de baixa frequência entre o conversor e a rede, ou então é aplicado a um sistema fotovoltaico com um elevado número de painéis fotovoltaicos ligados em série. A solução de duplo estágio de conversão consiste na associação de dois conversores de potência, sendo um do tipo DC/DC e o outro do tipo DC/AC. Para a etapa de conversão DC/DC normalmente usa-se um conversor DC/DC to tipo elevador de tensão ou uma topologia com um transformador de alta frequência associado a um algoritmo MPPT. Contudo, nos últimos anos surgiram soluções com um único estágio de conversão, mas que apresenta características do tipo redutor/elevador. Uma das soluções muito interessante que tem sido analisada e estudada trata-se de um inversor quasi-Z ligado à rede.

Assim, neste capítulo será apresentado um sistema de conversão fotovoltaico com um único estágio de conversão e capacidade elevador/redutor de tensão. Serão também apresentados os diversos controladores associados a este sistema.

3.1. Sistema Proposto

Para colmatar os problemas referidos anteriormente, propõe-se um sistema de conversão DC/AC trifásico para um gerador fotovoltaico com capacidade redutor/elevador de tensão e elevada fiabilidade. Para tal propõe-se a utilização de um inversor multinível trifásico quasi-Z do tipo T. Este tipo de conversor é caracterizado pela capacidade de elevar a

tensão fornecida pelo painel fotovoltaico em função do estado shoot-through. Na Figura 3.1 apresenta-se o sistema fotovoltaico proposto para ligação a uma rede elétrica trifásica. Conforme é possível verificar, os painéis fotovoltaicos ligam diretamente ao inversor de fonte de impedância quasi-Z multinível do tipo-T. Por sua vez este inversor será ligado à rede elétrica através de um conjunto de bobinas que fazem de filtro passa-baixo à corrente alternada de saída do inversor.

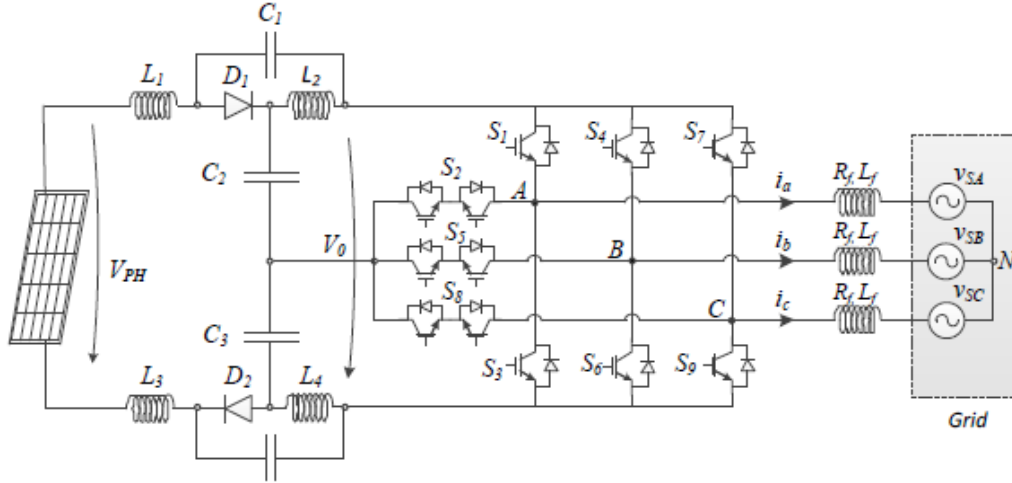


Figura 3.1–Sistema Fotovoltaico baseado num Conversor quasi-Z Multinível do Tipo-T [55].

A parte DC do conversor consiste em redes de impedância LC. Esta parte do circuito permite aumentar a tensão DC utilizando o estado proibido nos inversores clássicos, nomeadamente, o estado zero do inversor (ambos os interruptores do mesmo braço ligados). Na realidade é este estado que permite aumentar a tensão, uma vez que permitirá transferir a energia dos condensadores para os indutores da rede qZS. A segunda fase é o clássico inversor trifásico do tipo T.

As duas redes qZS podem ser representadas por circuitos equivalentes, tendo em conta os estados de não disparo e de disparo. A Figura 3.2 apresenta os circuitos equivalentes associados a esses estados. As equações obtidas associadas a estes estados são:

- Estado *nonshoot-through*: Durante este estado, o inversor e o lado AC correspondente são representados por uma fonte de corrente. Assim, aplicando à Figura. 3.2 a) das leis de Kirchhoff, obtêm-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} v_{L1} = \frac{V_{PH}}{2} - V_{C2}, & v_{L2} = -V_{C1} \\ v_{L3} = \frac{V_{PH}}{2} - V_{C3}, & v_{L4} = -V_{C4} \\ v_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{C4} \end{cases} \quad (3.1)$$

Estado *shoot-through*: Através da análise deste estado é possível verificar que o lado DC do inversor está em modo de curto-circuito, pelo qual um novo circuito equivalente das redes qZS é obtido, como mostra a Figura 3.2 b). Assim, aplicando novamente as leis de Kirchhoff, as novas equações serão dadas por:

$$\begin{cases} v_{L1} = \frac{V_{PH}}{2} + V_{C1}, & v_{L2} = V_{C2} \\ v_{L3} = \frac{V_{PH}}{2} + V_{C4}, & v_{L4} = V_{C3} \\ v_o = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

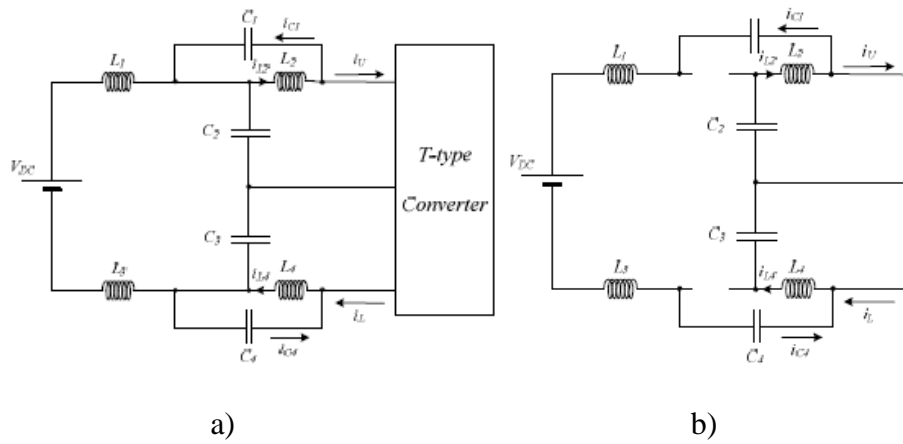


Figura 3.3.2 – Circuito Equivalente do conversor: a) Estado Não Shoot-Trough (NST) e b) Estado Shoot-trough (ST)

Considerando as equações 3.1 e 3.2 e o conversor a funcionar em estado estacionário, a tensão média dos condensadores será dada por:

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{C4} = \frac{D_s}{2-4D_s} V_{PH} \\ V_{C2} = V_{C3} = \frac{1-D_s}{2-4D_s} V_{PH} \end{cases} \quad (3.3)$$

Onde, D_s representa o fator de ciclo do *shoot-through*.

Tendo em consideração a tensão média aos terminais dos condensadores e apresentada por 3.1, a tensão DC na entrada do conversor do Tipo-T DC/AC será dada por:

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{C4} = \frac{1}{1-2D_s} V_{PH} \quad (3.4)$$

Com o propósito de desenvolver o modelo matemático do inversor, será considerado, por

simplicidade, que os interruptores são ideais. Desta forma, com o objetivo de obter a tensão AC aplicada pelo inversor, será considerado que os três interruptores de cada braço do inversor serão associados a uma variável α_i que é função do estado dos interruptores. Esta variável será discreta com três valores possíveis, conforme descrito a seguir (onde i representa o braço, sendo 1,2 ou 3):

$$\alpha_i = \begin{cases} 1 & \text{if } S_i \text{ is on} \wedge S_{i+1} \text{ is off} \wedge S_{i+2} \text{ is off} \\ 0,5 & \text{if } S_i \text{ is off} \wedge S_{i+1} \text{ is on} \wedge S_{i+2} \text{ is off} \\ 0 & \text{(if } S_i \text{ is off} \wedge S_{i+1} \text{ is off} \wedge S_{i+2} \text{ is on) } \vee \\ & \text{(if } S_{1,2,3} \text{ is on} \vee S_{4,5,6} \text{ is on} \vee S_{7,8,9} \text{ is on)} \end{cases} \quad (3.5)$$

Aplicando as leis de Kirchhoff ao lado AC do inversor, as correntes AC do inversor serão dadas por:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_a + \frac{1}{L_f} v_{AN} - \frac{1}{L_f} v_{sa} \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_b + \frac{1}{L_f} v_{BN} - \frac{1}{L_f} v_{sb} \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_c + \frac{1}{L_f} v_{CN} - \frac{1}{L_f} v_{sc} \end{cases} \quad (3.6)$$

Onde:

$$\begin{cases} v_{AN} = \left(\frac{2}{3} \alpha_1 - \frac{1}{3} \alpha_2 - \frac{1}{3} \alpha_3 \right) V_o \\ v_{BN} = \left(-\frac{1}{3} \alpha_1 + \frac{2}{3} \alpha_2 - \frac{1}{3} \alpha_3 \right) V_o \\ v_{CN} = \left(-\frac{1}{3} \alpha_1 - \frac{1}{3} \alpha_2 + \frac{2}{3} \alpha_3 \right) V_o \end{cases} \quad (3.7)$$

O modelo dado pela equação 3.6 também pode ser representado no referencial do Park através da aplicação da transformada do Park. Em conformidade com isto, o modelo do conversor do lado AC será dado por:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_d + \omega i_q + \frac{1}{L_f} v_d - \frac{1}{L_f} v_{sd} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_q - \omega i_d + \frac{1}{L_f} v_q - \frac{1}{L_f} v_{sq} \end{cases} \quad (3.8)$$

3.2. Seguidor de Máximo Ponto de Potência

A potência de saída dos painéis fotovoltaicos é influenciada pelas condições atmosféricas a que estes estão expostos, ou seja, – a irradiação solar e a temperatura – sendo que estas apresentam características não lineares. Por outro lado, a máxima potência gerada pelo painel dá-se para uma determinada carga específica. Deste modo é fundamental a implementação de um sistema capaz de controlar a potência gerada pelo painel, maximizando-a de acordo com as condições de funcionamento dos painéis. De modo a atingir este objetivo, é necessário utilizar um algoritmo denominado de seguidor de máximo ponto de potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracker*) associado a um conversor eletrónico de potência.

3.2.1. Perturbação e Observação (P&O)

Diversas técnicas são usadas para rastrear o máximo ponto de potência de um painel. Um dos algoritmos mais utilizados é o designado de Perturbação e Observação (Perturb and Observe - P&O) [49-51]. Este algoritmo consiste na alteração de uma variável de referência e na comparação da potência fornecida pelo painel nos instantes anteriores e posteriores à variação, de modo a indicar o sentido da próxima perturbação. Seguidamente será introduzida uma nova perturbação, na tensão ou na corrente do painel, que provocará uma perturbação na potência de saída do painel. O objetivo dessa perturbação será sempre alcançar uma potência superior à potência da iteração anterior. Caso se verifique o aumento de potência, a próxima perturbação será aplicada na mesma direção. Se na próxima iteração verificar-se uma diminuição da potência, a perturbação do sistema será introduzida na direção contrária da anterior. Este processo repete-se temporariamente até que a potência do sistema tenha o mínimo de oscilação em torno do MPPT de acordo com as condições ambientais instantâneas. Na Figura 3.3 está representado o fluxograma do algoritmo P&O.

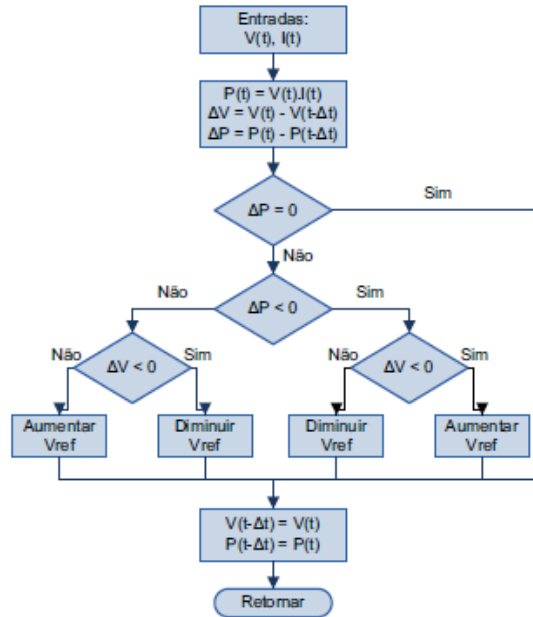


Figura 3.3 – Fluxograma do algoritmo P&O

3.2.2. Método da condutância incremental (INC)

Outro dos algoritmos muito utilizado para alcançar o máximo ponto de potência de um sistema fotovoltaico trata-se do designado de Condutância Incremental (Incremental Conductance - INC) [52-54]. Esta técnica baseia-se na comparação da condutância incremental (dI/dV) com a condutância instantânea (I/V). O princípio de operação deste método baseia-se nas seguintes condições:

- A derivada da curva da potência é igual a zero quando o sistema opera no máximo ponto de potência:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (3.9)$$

Esta equação pode ser descrita como:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \approx I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \quad (3.10)$$

Neste caso, a partir do cálculo do ΔI e ΔV , usando os valores do I e V atuais, e fazendo a comparação da condutância instantânea I/V com a condutância incremental $\Delta I / \Delta V$, o algoritmo toma as decisões relativamente ao sentido de variação do incremento. De seguida apresenta-se as três condições associadas a este algoritmo:

- $\Delta I / \Delta V = -I/V$:O sistema está a operar exatamente no MPP;

- $\Delta I/\Delta V > -I/V$: O ponto de operação encontra-se à esquerda do MPP;
- $\Delta I/\Delta V < -I/V$: O ponto de operação encontra-se à direita do MPP.

Através das comparações dos valores acima descrito, é possível determinar o sentido de variação da tensão do painel fotovoltaico.

3.2.3. Algoritmo MPPT proposto

O algoritmo MPPT proposto para este sistema de geração fotovoltaico basear-se-á num controlo retroativo dP/dt . Este algoritmo apresenta a vantagem de evitar as singularidades que podem surgir no algoritmo MPPT baseados no dP/dV [55], para além de apresentar uma elevada simplicidade de implementação.

Todos os modelos apresentados são caracterizados por um denominador que poderá ser zero, o que irá trazer instabilidade ao sistema. Deste modo, neste trabalho optou-se por desenvolver um algoritmo MPPT para o sistema proposto em que evita essa descontinuidade. Este algoritmo foi designado por controlo retroativo dP/dt , que tal como referido, para além da característica referenciada, é de grande simplicidade podendo inclusivamente ser implementado através de um circuito analógico.

Para a determinação do MPP, considera-se que a equação 3.11 permite obter o ponto de máxima potência das células fotovoltaicas (Figura 3.4). Analisando esta condição, é possível verificar que o sistema MPPT pode ser analisado em função do tempo. Neste caso, a derivada da potência de saída do PV em relação ao tempo e a derivada a tensão de saída em relação ao tempo devem ser consideradas. Analisando as condições em que o ponto de funcionamento se encontra à direita do MPP e $dP/dt > 0$ e $dV/dt > 0$, é possível verificar que isso resulta numa trajetória em direção ao MPP (Figura 3.4). No entanto, a condição $dP/dt > 0$ e $dV/dt < 0$ também resulta uma trajetória em direção ao MPP, sendo que neste caso, o ponto de operação do sistema está localizado à direita do MPP.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{\frac{dP}{dt}}{\frac{dV}{dt}} \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = 0 & , \text{at MPP} \\ \left(\frac{dP}{dt} > 0 \text{ and } \frac{dV}{dt} > 0 \right) \text{ or } \left(\frac{dP}{dt} < 0 \text{ and } \frac{dV}{dt} < 0 \right) & , \text{left of MPP} \\ \left(\frac{dP}{dt} > 0 \text{ and } \frac{dV}{dt} < 0 \right) \text{ or } \left(\frac{dP}{dt} < 0 \text{ and } \frac{dV}{dt} > 0 \right) & , \text{right of MPP} \end{cases} \quad (3.12)$$

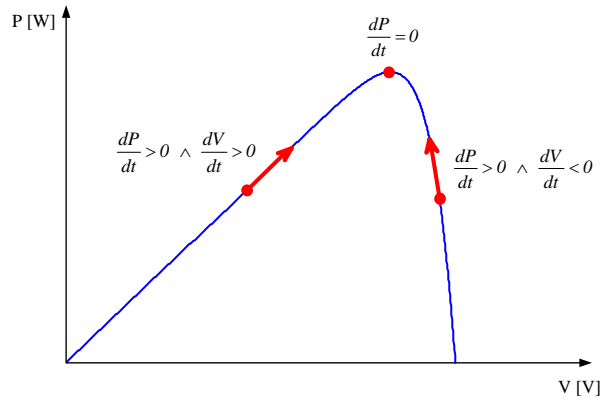


Figura 3.4 Representação de caso de MPPT através da inclinação dP/dt

De acordo com essas condições, é desenvolvida uma lei de controlo aplicada ao conversor qZS Tipo T para assegurar que o painel PV funcione na MPP. Neste caso, o variável sob controlo será o fator ciclo que está relacionado com o estado de *shoot-through*. Assim, obtém-se a seguinte lei de controlo (onde k é um ganho constante):

$$\delta_{ref} = k \int \frac{dP}{dt} \frac{dV}{dt} dt \quad (3.13)$$

Conforme é possível verificar se esta lei de controlo pode ser facilmente implementada, mesmo através de um circuito analógico.

3.3. Sistema de controlo de um conversor ligado à rede

O sistema do controlo proposto baseia-se no controlo das potências ativa e reativa. O sistema de controlo de potência ativa regulará tensão nos condensadores DC, de forma a compensar as perdas de potência nos condensadores DC e nos inversores DC. [56]

O controlo das potências ativa e reativa é feito através das correntes AC em coordenadas

dq do conversor multinível. Essas correntes podem ser relacionadas com a potência ativa e reativa através da teoria instantânea da potência pq . Desta forma, as potências em função das correntes AC em coordenadas dq são descritas pela equação 3.14 [56] :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \\ v_{sq} & -v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Tendo em conta a equação anterior, pode-se constatar que tanto a potência ativa como a potência reativa são ambas dependentes das componentes das correntes AC e das tensões. No entanto, essa dependência pode ser reduzida se uma da componente das correntes estiver sincronizado com a mesma componente das tensões AC. Assim, considerando que o eixo da componente d das correntes AC é sincronizado com a mesma componente das tensões AC (fazendo $V_{sq} = 0$), a potência ativa e reativa será dependente apenas de uma componente das correntes AC e das tensões, pelo que irá surgir a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} & 0 \\ 0 & -v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

De acordo com a equação anterior, pode-se verificar que a potência ativa depende unicamente da componente id , enquanto que a potência reativa depende apenas da componente iq . Assim, a regulação da tensão dos condensadores DC será feita através do controlo da potência ativa, ou seja, através da componente id (id_{ref}). Desta forma, será utilizado o regulador PI associado ao controlo da tensão DC, ou seja:

$$i_{d_ref} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{DC_ref} - V_{DC}) \quad (3.16)$$

O controlo da potência reativa será implementado através da componente iq , onde a referência é obtida a partir da equação 3.14. Desta forma, o controlo da potência ativa e reativa é feita por um controlador de corrente.

Com o objetivo de controlar as correntes AC do inversor, é proposto um controlador de corrente desacoplado. Assim, este controlador será desenvolvido tendo em consideração o modelo do lado AC do conversor dado por 3.8. Assim, introduzindo reguladores proporcionais e integrais (PI) para controlo de corrente em cadeia fechada, as tensões de comando em coordenadas dq são dadas por:

$$\begin{cases} v_d = -\omega L_f i_q + v_{sd} + \left(k_P + \frac{k_I}{s}\right)(i_d^* - i_d) \\ v_q = \omega L_f i_d + v_{sq} + \left(k_P + \frac{k_I}{s}\right)(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (3.17)$$

Cada um dos sinais de controlo (V_{ref}) é obtido a partir dos valores de referência V_{q_ref} e V_{d_ref} obtidos nas equações anteriores.

Na Figura 3.5 apresenta-se o esquema de controlo das correntes AC do inversor. Relativamente à técnica de modulação, foi utilizado o transportador convencional baseado que é normalmente utilizado em inversores de três níveis. Mais especificamente, foram utilizadas portadoras triangulares de fase deslocada juntamente com seis formas de onda sinusoidais (em que três delas se encontram em fase oposta) [57].

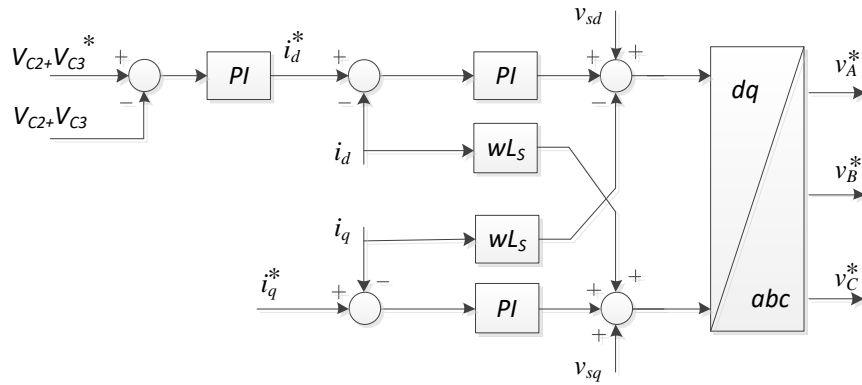


Figura 3.5 Esquema do controlador de tensão DC e das correntes AC [55].

Capítulo 4

Simulação do Sistema PV Proposto

O objetivo deste capítulo é apresentar resultados acerca do comportamento do sistema proposto através de simulações, de modo a validar os pressupostos teóricos. Recorreu-se ao software *Matlab/Simulink* para desenvolver e implementar o modelo computacional do sistema.

4.1. Simulação do Painel Fotovoltaico - Influência da irradiação e da temperatura

Com base nas equações do modelo matemático do painel fotovoltaico abordado no capítulo 3, implementou-se um painel PV num ambiente computacional Matlab/Simulink para o testar e validar. Após a sua implementação foram efetuadas simulações com variação dos parâmetros temperatura do ambiente e irradiação solar, e analisou-se o comportamento da tensão, corrente e potência, de modo a replicar a variação das condições ambientais e analisar a sua influência no desempenho de sistema fotovoltaico.

O PV estudado trata-se de um modelo comercial da LG, pertencente à gama LG365Q1C-A5, cujas características estão apresentadas na Tabela 4.1.

4.1.1. Influência da variação da Irradiação Solar

Na Figura 4.1 apresenta-se um gráfico da Corrente – Tensão para diferentes valores de irradiação solar incidente no painel fotovoltaico.

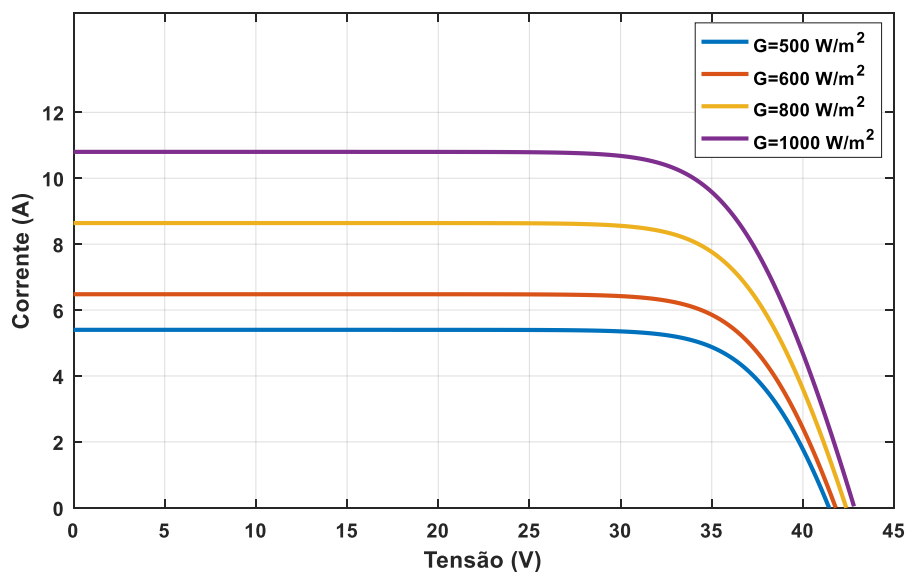


Figura 4.1 – Curva Corrente – Tensão com variação de Irradiação solar

Com base na Figura 4.1, pode-se observar que há uma grande variação da amplitude da corrente elétrica para os diferentes valores de irradiação simulada. Pode-se concluir que a variação da corrente é proporcional à variação da irradiação, ou seja, quando aumenta a irradiação também aumenta a corrente e vice-versa. Quanto à tensão de saída do painel fotovoltaico, pode-se constatar que, a variação da irradiação solar provoca alterações residuais no seu valor, concluindo-se que a variação da irradiação tem pouca influência na tensão do painel.

A Figura 4.2 mostra a influência da variação da irradiação solar na potência do painel fotovoltaico para uma temperatura ambiente de 25 °C.

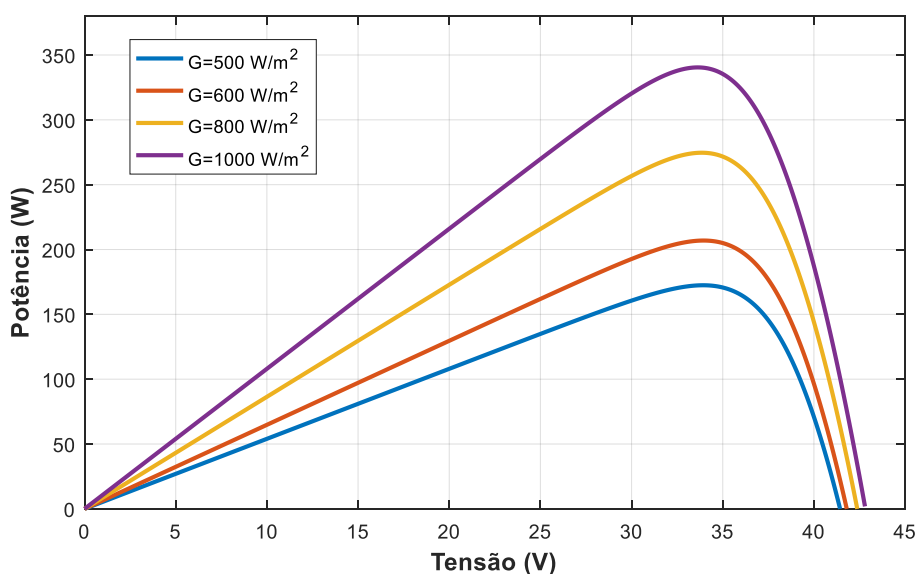


Figura 4.2 – Gráfico da curva Potência – Tensão para variação da Irradiação Solar

Pela análise do gráfico Potência – Tensão, verifica-se que a potência do painel fotovoltaico apresenta diferentes valores para condições variáveis de irradiação solar. Essa variação surge como consequência da variação da intensidade da corrente e da tensão. Através deste gráfico é possível confirmar que com o aumento da irradiação, também aumenta a potência gerada.

4.1.2. Influência da variação da Temperatura do Ambiente

Para analisar a influência da variação da temperatura ambiente no desempenho do painel solar, recorreu-se a uma simulação para obter os gráficos da curva característica da Corrente – Tensão e da Potência – Tensão, para uma irradiação solar constante de 1000 W/m^2 e diferentes temperaturas. A Figura 4.3 apresenta o comportamento das grandezas elétricas do painel, tensão e corrente, perante uma situação de variação de temperatura.

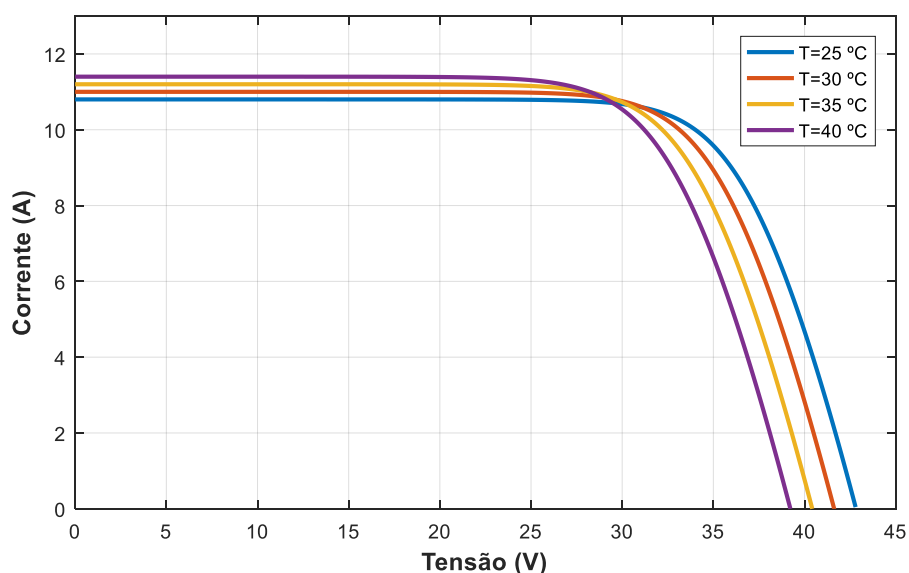


Figura 4.3 – Gráfico da curva Corrente – Tensão para a variação da temperatura ambiente

De acordo com o resultado da simulação apresentado na Figura 4.3, pode-se chegar às seguintes conclusões: quando há um aumento da temperatura ambiente, verifica-se que há uma variação significativa na tensão do painel fotovoltaico, registando-se uma redução do seu valor quando a temperatura aumenta. Por outro lado, pode-se afirmar que a alteração da temperatura ambiente a que o painel está exposto provoca uma pequena alteração na corrente do painel. Esta variação da temperatura influencia a corrente de forma proporcional, embora essa variação seja mínima.

Na Figura 4.4 está apresentada a curva Potência – Tensão para uma situação de alteração da temperatura do ambiente, mantendo-se uma irradiação solar fixa. De acordo com o

resultado apresentado no gráfico da Figura 4.4, pode-se observar que com o aumento da temperatura ambiente, existe uma diminuição da potência do painel, sobretudo no ponto máximo de potência. Esse comportamento verifica-se essencialmente pelo fato de haver uma diminuição na tensão do painel quando este fica exposto a um ambiente mais quente.

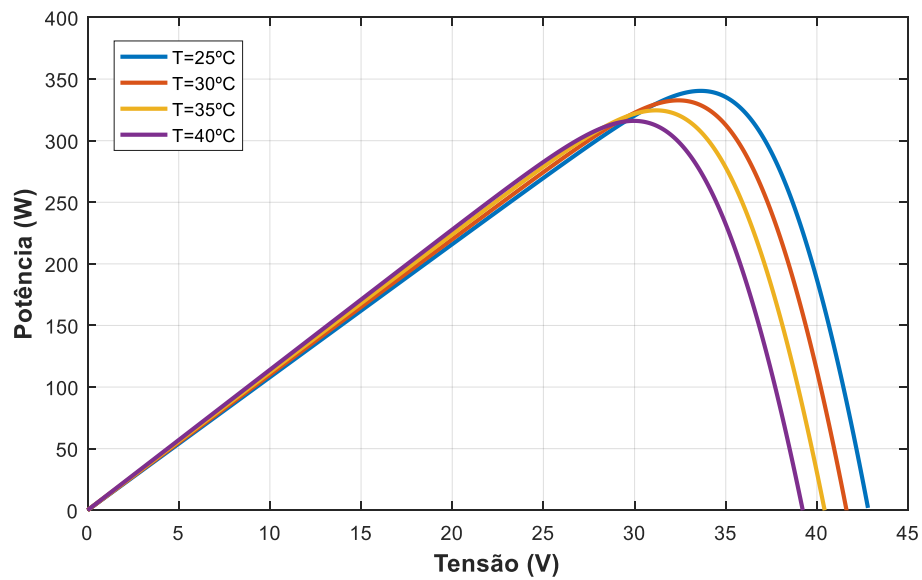


Figura 4.4 – Gráfico da curva Potência – Tensão para diferentes valores de temperatura

4.2. Características do Painel Simulado

Tendo em conta que neste trabalho pretende-se simular um sistema com características mais próximas do que acontece num sistema real, o módulo fotovoltaico escolhido baseou-se num modelo comercial da LG, pertencente à gama LG365Q1C-A5. As características do painel PV utilizado neste estudo podem ser verificadas através da Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Características do Módulo Fotovoltaico LG365Q1C-A5 em condições padrão ($T_c = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $G = 1000\text{ W/m}^2$).

Modelo	LG365Q1C – A5
Potência Máxima – P_{max} [W]	365
Tensão em Máxima Potência – V_{mp} [V]	36.7
Corrente em Curto Circuito – I_{sc} [A]	10.8
Tensão em Circuito Aberto – V_{oc} [V]	42.8
Corrente em Máxima Potência – I_{mp} [A]	9.95
Eficiência do módulo [%]	21.1
Temperatura de operação do módulo [$^{\circ}\text{C}$]	-40 ~ +90
$NOCT$ [$^{\circ}\text{C}$]	44 ± 3
kV	-0.24
kI	0.04
Tecnologia	Monocristalina
Número de Células	60

4.3. Sistema Proposto

Tal como referido anteriormente, o sistema proposto consiste num conversor multinível quasi-Z do tipo T. Na Figura 3.1 está representado o esquema do sistema fotovoltaico proposto ligado. Este sistema foi simulado através do programa *Matlab/Simulink*. Os parâmetros utilizados nestes testes de simulação apresentam-se na Tabela 4.2. Os testes foram efetuados para diferentes valores da amplitude da modulante e do fator de ciclo do

shoot-trought, com o intuito de analisar o comportamento das Tensões V_0 , V_{SA} e da corrente de saída I_a . De modo a analisar o comportamento do conversor, inicialmente efetuaram-se testes com uma tensão de entrada fixa de 300 Volts.

Tabela 5.2 – Parâmetros do Sistema.

Parâmetro	Valor
Tensão da rede	110 Vef
C_1, C_4	380 μ F
C_2, C_3	900 μ F
L_1, L_2, L_3, L_4	180 μ H
Filtro CA L_f	5 mH
Filtro CA R_f	0.5 Ω

Considerando as seguintes condições: amplitude da modulante $M = 1$ e factor de ciclo do shoot-trought, $ST = 0$, nas figuras 4.5, 4.6 e 4.7 estão representados os gráficos das tensões V_0 e V_{SA} e da amplitude das correntes de saída i_a , i_b e i_c respetivamente. De acordo com a Figura 4.5, pode-se verificar que a tensão no barramento DC (V_0) é de aproximadamente 297.5 V. Através da Figura 4.6 é possível verificar que as correntes de saída são praticamente sinusoidais e equilibradas. Quanto à tensão de saída (entre o ponto A e o neutro) é possível verificar que a sua forma de onda apresenta sete níveis.

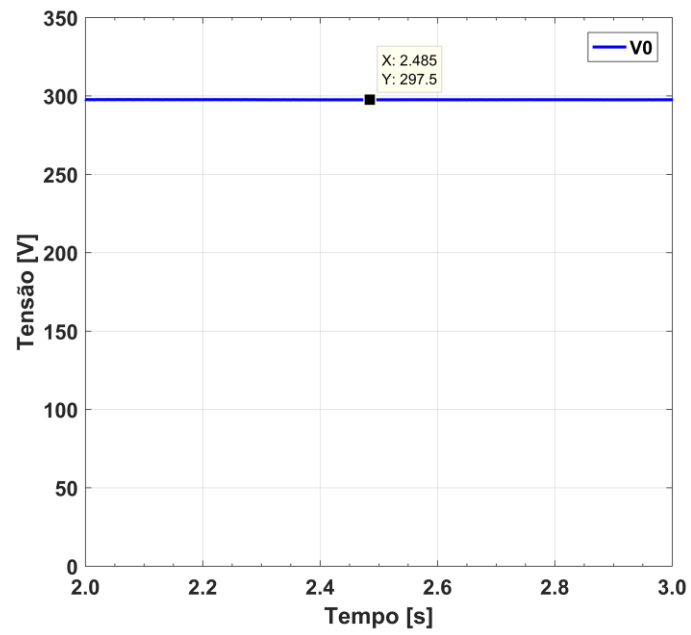


Figura 4.5 – Representação da tensão V_0 para $M = 1$ e $ST = 0$.

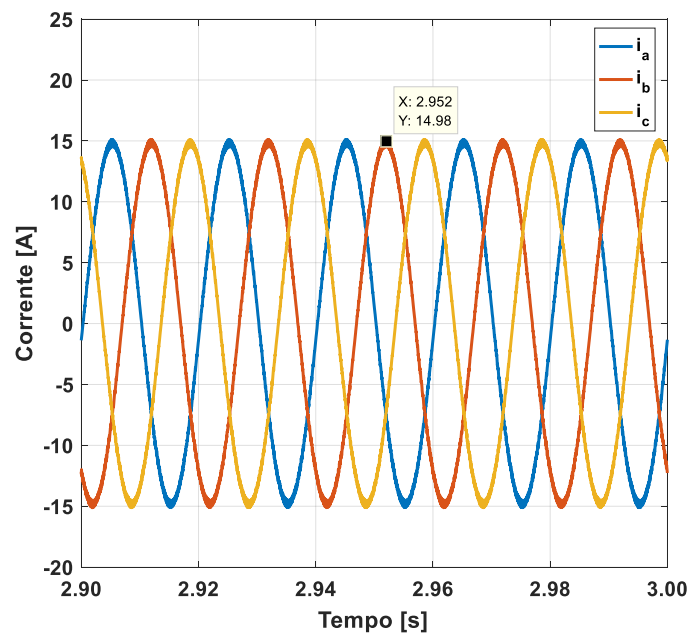


Figura 4.6 – Correntes i_a , i_b e i_c para $M = 1$ e $ST = 0$

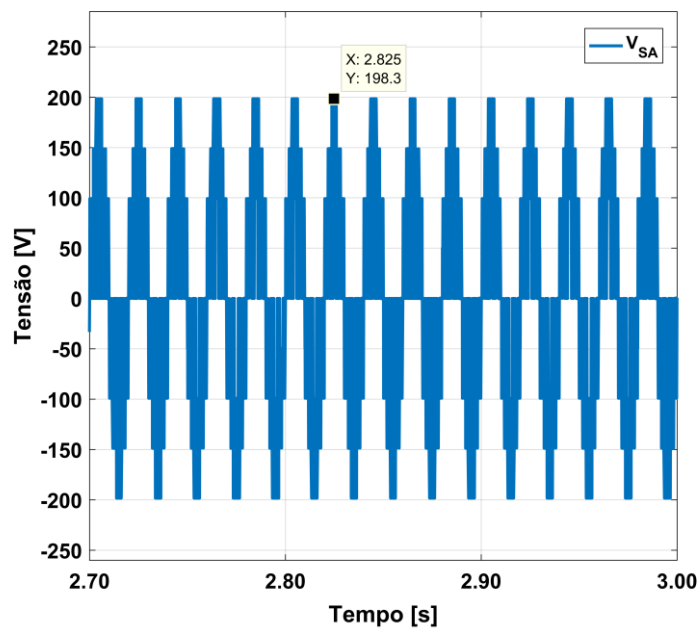


Figura 4.7 – Tensão V_{SA} para $M = 1$ e $ST = 0$

Alterou-se as condições de simulação em relação ao ponto anterior, definindo agora valores de $M = 0.9$ e $ST = 0.1$. Os resultados obtidos para este novo teste podem ser verificados através das Figuras 4.8 a 4.10. De acordo com a Figura 4.8, verifica-se que a amplitude de tensão V_0 é de aproximadamente 330.7 Volts. Este valor é superior ao anterior e da fonte de alimentação, confirmando-se deste modo o carácter do tipo elevador do conversor quasi-Z. Relativamente à tensão saída, conforme é possível verificar pela Figura 4.9, o número de níveis mantém-se, mas a sua amplitude aumenta. Conforme expectável, as correntes de saída mantêm a sua forma, mas existe um aumento da sua amplitude (Figura 4.10).

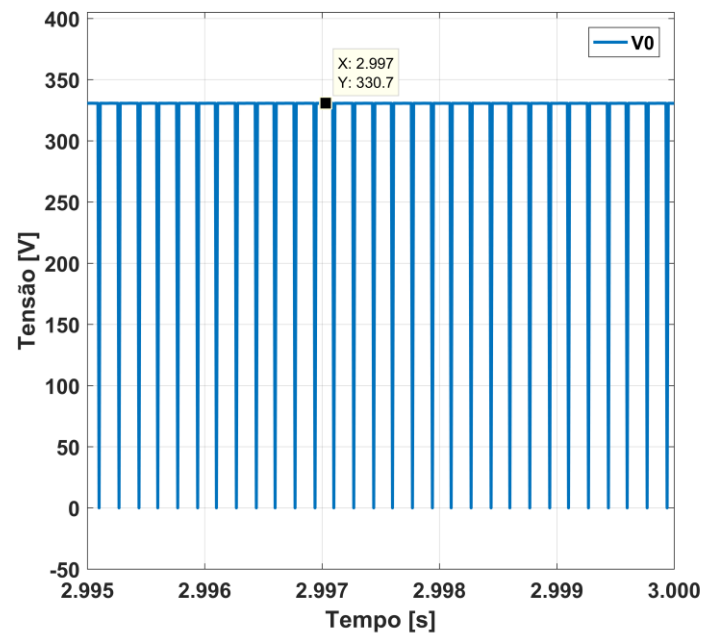


Figura 4.8 – V_0 para $M = 0.9$ e $ST = 0.1$

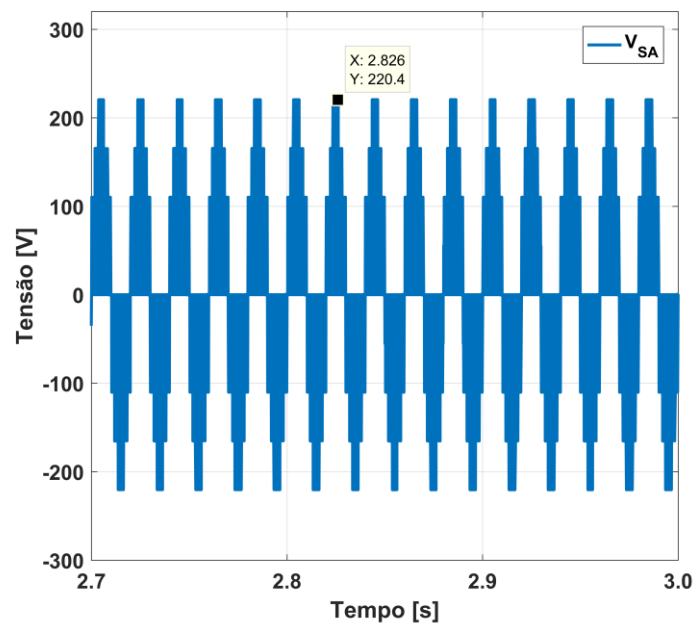


Figura 4.9 – V_{SA} para $M = 0.9$ e $ST = 0.1$

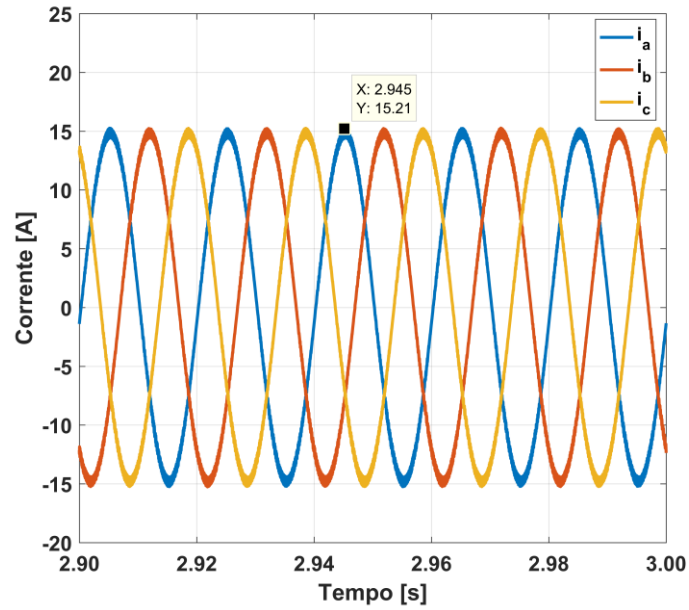


Figura 4.10 - i_a , i_b e i_c para $M = 0.9$ e $ST = 0.1$

Para um terceiro teste, alterou-se novamente as condições de simulação, onde definiu-se uma amplitude de $M = 0.85$ e $ST = 0.15$. Com base nessas novas condições de simulação, os resultados obtidos estão representados nas Figuras 4.11 a 4.13. Através deste teste é possível verificar que com o aumento do ST a amplitude da tensão do barramento DC também aumentou, passando agora para o valor de 350 V. O valor máximo da tensão de saída também apresentou um aumento do seu valor máximo em conformidade com o valor da tensão do barramento DC (Figura 4.12). O mesmo para as correntes de saída, que passaram a ter para um valor máximo de 15.3 A.

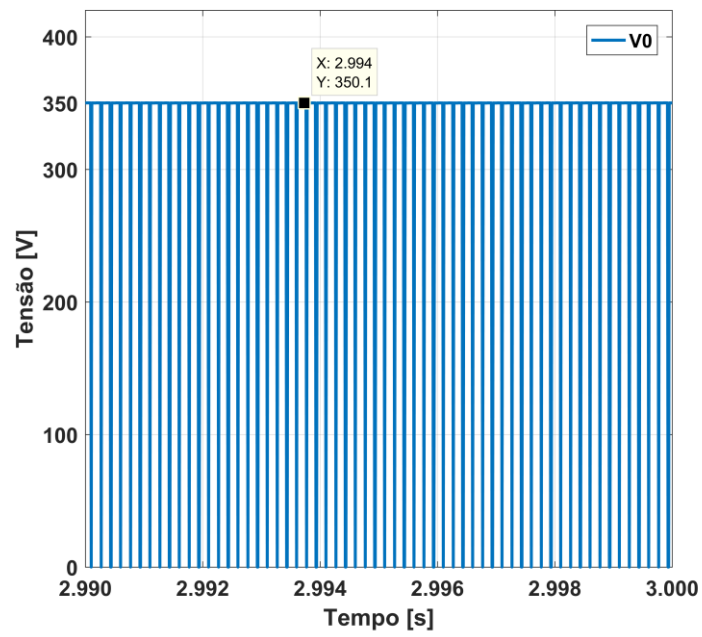


Figura 4.11 - V_0 para $M = 0.85$ e $ST = 0.15$

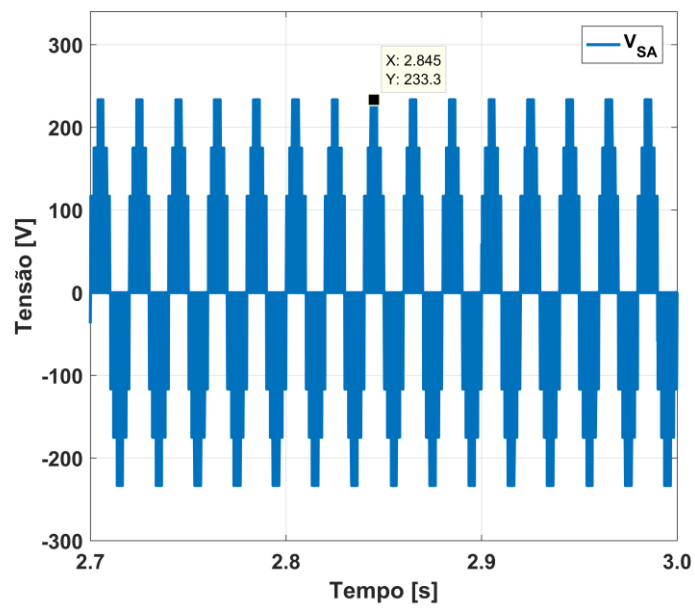


Figura 4.12 - V_{SA} para $M = 0.85$ e $ST = 0.15$

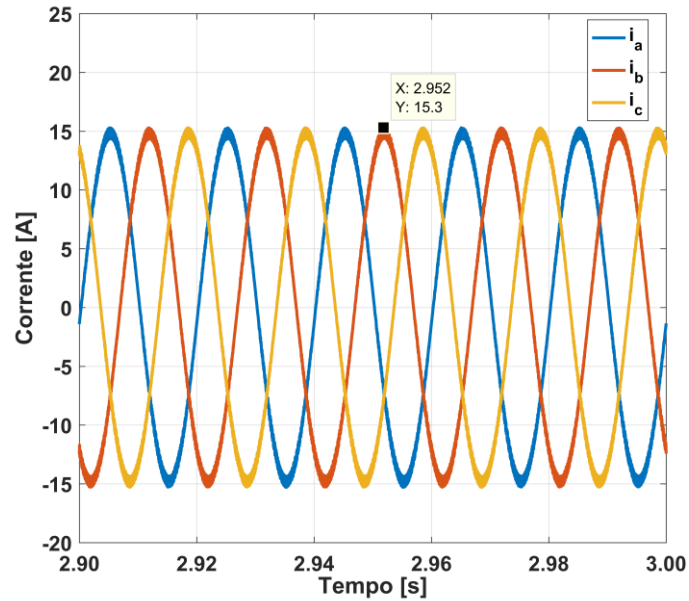


Figura 4.13 - i_a , i_b e i_c para $M = 0.85$ e $ST = 0.15$

De acordo com os três testes realizados considerando variação do fator de ciclo do Shoot-Trouth e da Modulante, pode-se constatar que tanto as tensões como as correntes variam em função do fator de ciclo do ST e da Modulante. A aplicação do modo ST em alternância com o estado NST é responsável pelo aumento das tensões V_0 e V_{SA} .

De seguida efetuaram-se testes no qual se utilizaram os painéis fotovoltaicos, de modo a estudar o comportamento deste sistema relativamente a este tipo de aplicação.

4.3.1. Resultados do Sistema para Temperatura e Irradiação constante

Tendo como principal objetivo testar o sistema ligado à rede usando o conversor multinível quasi-Z do Tipo-T, foram realizadas algumas simulações. Neste caso considerou-se um sistema de 10 painéis ligados em série. Relativamente aos parâmetros adotados pelo sistema, estão dispostos na Tabela 4.2 e as características do painel usado na simulação estão contidas na Tabela 4.1.

Na Figura 4.14 apresenta-se a potência de saída do painel quando se liga o sistema. Conforme é possível verificar, esta rapidamente cresce para o seu valor de máxima potência, mantendo-se nesse ponto sem flutuações para as condições de temperatura e irradiação solar padrão. Isto demonstra o funcionamento adaptado do algoritmo MPPT.

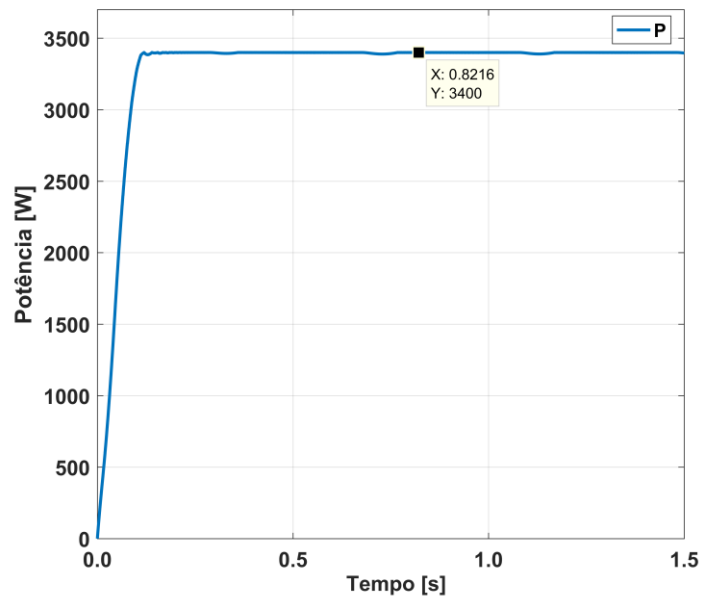


Figura 4.14 – Potência do painel fotovoltaico

Na Figura 4.15 está ilustrada a corrente trifásica injetada na rede. Conforme é possível verificar o sinal é praticamente sinusoidal e balanceada.

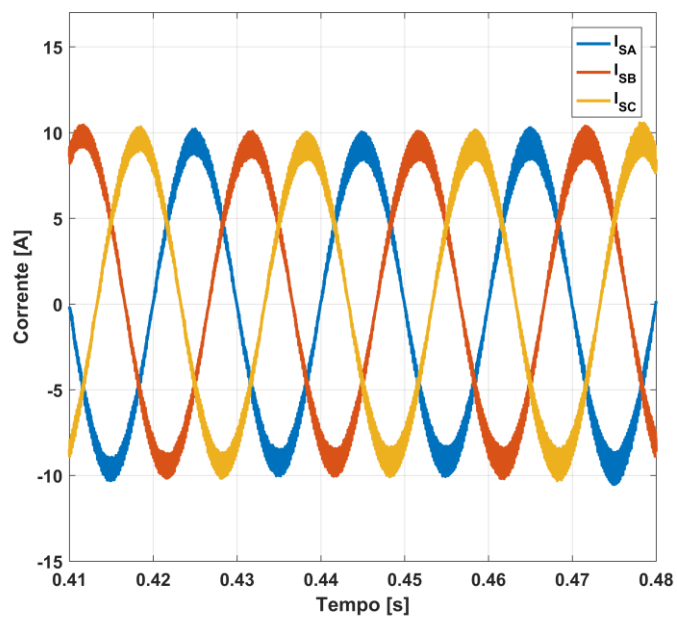


Figura 4.15 – Corrente trifásica injetada na rede

De acordo com a Figura 4.15, é possível verificar que a corrente injetada pelo sistema fotovoltaico se encontra em fase com a tensão, garantindo deste modo que apenas existe transferência da potência ativa. Deste modo confirma-se que a corrente de referência i_q é igual a zero. De referir, que para melhor observar e comparar o comportamento entre a tensão e a corrente da fase A, multiplicou-se a amplitude de corrente por 10.

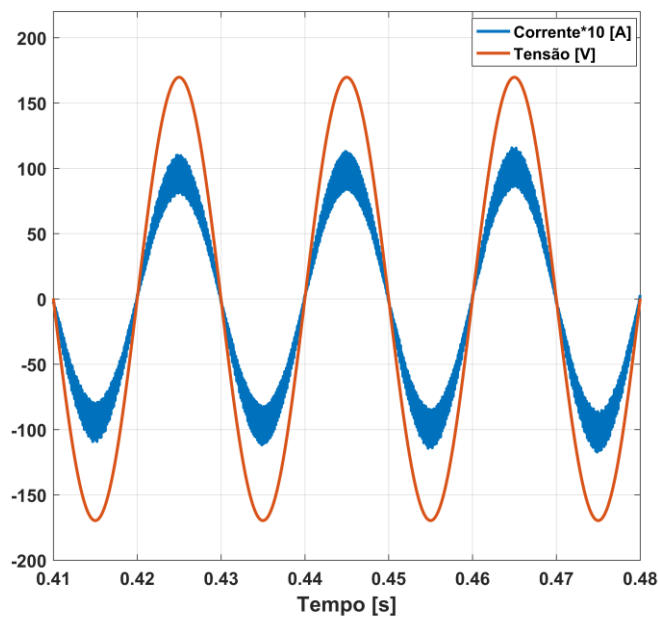


Figura 4.16 – Gráfico da tensão e corrente na fase A

4.3.2. Resultados *do Sistema* em regime transitório

Foi feito um teste em regime transitório, onde foram simuladas variações da irradiação solar, que começa inicialmente nos 800 w/m^2 , depois de um curto período sobe para 1000 w/m^2 e depois diminui para 900 w/m^2 . O resultado da característica da irradiação da potência de saída dos painéis está representado na Figura 4.18. Conforme é possível verificar a potência de saída do painel acompanha a variação da irradiação solar (Figura 4.17). Deste modo confirma-se o adequado funcionamento do sistema proposto.

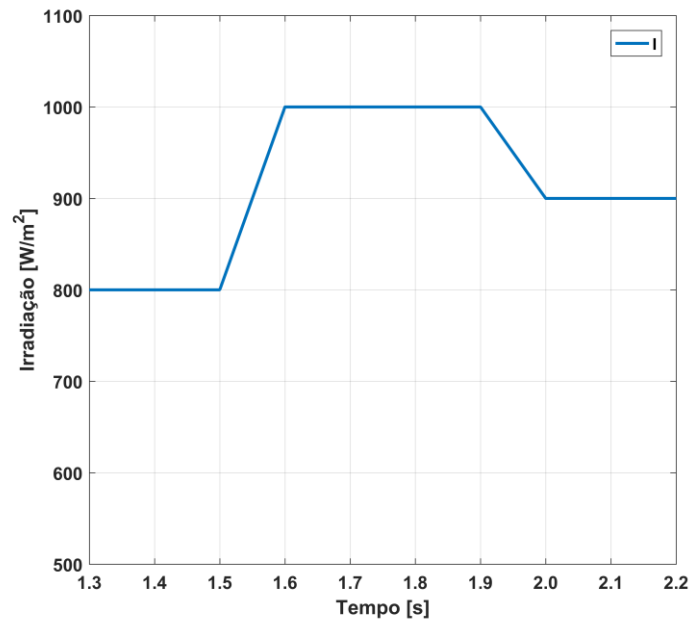


Figura 4.17 – Perfil da irradiação solar

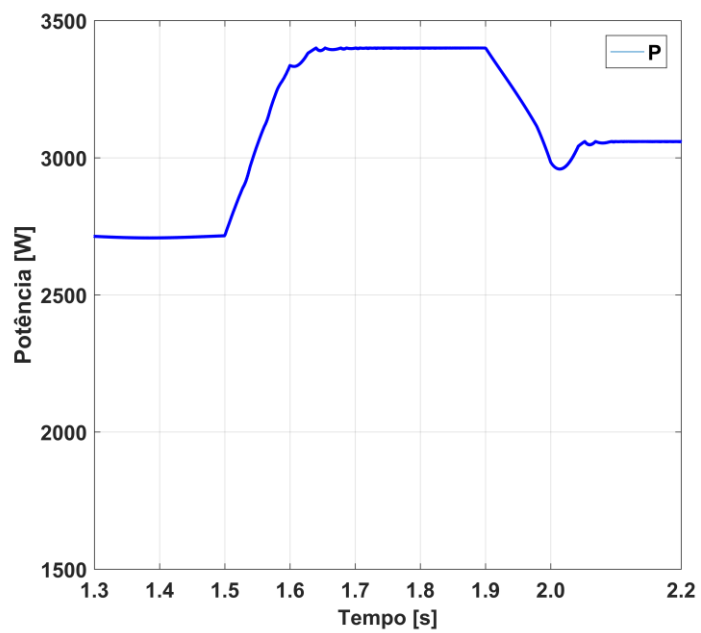


Figura 4.18 – Potência de saída do PV com o sistema conectado à rede.

De acordo com a figura 4.18, podemos observar que o gráfico da potência do painel acompanha a variação da irradiação solar, sem grandes flutuações e o sistema a estabilizar sempre no máximo ponto de potência de acordo com as condições instantâneas, mostrando deste modo o funcionamento eficaz do algoritmo MPPT proposto.

Capítulo 5

5.1. Conclusão

O objetivo dessa dissertação foi apresentar um conversor eletrônico de potência para ser usado em geradores fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Este conversor teve em consideração que a energia injetada na rede respeitasse os critérios de qualidade. Para esse sistema foi adotado um inversor levando em conta as características do tipo redutor/elevador, operação multinível e alta fiabilidade. Assim, a topologia dos conversores adotada baseou-se num conversor quasi-Z multinível do tipo-T.

Relativamente ao sistema de controlo proposto, considerou-se por um lado os painéis fotovoltaicos, e por outro lado a ligação AC do inversor. Para o MPPT em vez de utilizar a derivada da tensão em função da corrente, foi proposta a utilização do produto da derivada da potência em ordem ao tempo com a derivada da tensão em ordem ao tempo. Com esta abordagem, o problema das singularidades do sistema desapareceu, pelo qual se obteve um sistema mais robusto. Para as correntes AC do inversor foi proposto um controlador de corrente desacoplado.

O desempenho do sistema foi verificado e testado através de estudos de simulação. De acordo com os resultados obtidos através das simulações pode-se concluir que o sistema estudado é uma alternativa viável para o contexto real. Os resultados alcançados foram bastante satisfatórios, tal como possível verificar, mesmo nas condições em que o sistema estava sujeito a diferentes condições meteorológicas, nomeadamente, variação da temperatura e da irradiação solar.

5.2. Propostas para trabalhos futuros

Este trabalho apresenta resultados bastante satisfatórios para o estudo em causa, no entanto abre novas perspectivas de abordagens para trabalhos futuros. Como sugestões para trabalhos futuros segue-se os seguintes pontos:

- Desenvolvimento de um protótipo deste sistema no laboratório utilizando o mesmo controlador de corrente e comparar os resultados obtidos com os resultados da simulação;
- Usar novas técnicas de controlo do sistema a fim de confrontar os resultados obtidos com os resultados do presente trabalho, de modo a validar a técnica mais eficiente para esse sistema;
- Estudo de topologia de inversores semelhantes para outros tipos sistemas de geração de energias renováveis.

Bibliografia

- [1] A. Vallêra M. and M. Centeno Brito, "MEIO SÉCULO De História Fotovoltaica," 2004.
- [2] REN21, "Renewables 2020 Global Status Report", 2020.
- [3] "Segurança do Trabalho na Construção Online | Plataforma Verlag Dashöfer › Tópico › Constituição da Célula Solar Voltaica." [Online]. Available: <http://seguranca-na-construcao.dashofer.pt/?s=modulos&v=capitulo&c=7722>. [Accessed: 27-Mar-2017].
- [4] GREENPRO, "Energia Fotovoltaica," *Clim. Chang. 2013 - Phys. Sci. Basis*, vol. 53, no. 9, pp. 1–30, 2004.
- [5] "CRESESB-Centro de Referência para Energia Solar e Eólica." [Online]. Available: http://cresesb.cepel.br/index.php?section=com_content&cid=321. [Accessed: 27-Mar-2017].
- [6] "Principais tipos de células fotovoltaicas constituintes de painéis solares." [Online]. Available: <http://www.portal-energia.com/principais-tipos-de-celulas-fotovoltaicas-constituientes-de-paineis-solares/>. [Accessed: 27-Mar-2017].
- [7] J. Carneiro, "Módulos Fotovoltaicos- Características e Associações," Universidade do Minho, 2010.
- [8] P. Warranty and A. Design, "The New High Performance Highlight 2017 Product Warranty," 2017.
- [9] M. G. Villalva, J. R. Gazoli and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, May 2009.
- [10] "A Nova Tecnologia para Inversores de Frequência." [Online]. Available: http://www.yaskawa.com.br/wp-content/uploads/2013/08/PWM-3-n_veis-Inversor-de-Frequencia-G7-IEEE.pdf. [Accessed: 30-Mar-2017].
- [11] I. Filipe, B. De, and F. Pereira, "Projectar, Simular e Implementar um Inversor Multinível," 2008.
- [12] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine and M. Ferdowsi, "Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 769-778, February 2012.
- [13] X. Guo et al., "Leakage Current Suppression of Three-Phase Flying Capacitor PV Inverter With New Carrier Modulation and Logic Function," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2127-2135, March 2018.

- [14] I. M. Valadas Marques Martins, "Conversores Multinível na Optimização do Trânsito de Energia em Redes Eléctricas," 2008.
- [15] I. M. Valadas, M. Martins, D. Sónia, M. Nunes, D. Santos, and P. Ferreira Pinto, "Conversores Multinível na Optimização do Trânsito de Energia em Redes Eléctricas," 2008.
- [16] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "Power Balance of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 1, pp. 292-303, Jan. 2016.
- [17] B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. M. Tolbert and B. Ozpineci, "Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter With Distributed MPPT for Grid-Connected Applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 2, pp. 1722-1731, March-April 2015.
- [18] N. Altin, I. Sefa, H. Komurcugil and S. Ozdemir, "Three-phase three-level T-type grid-connected inverter with reduced number of switches," 6th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG), Istanbul, 2018, pp. 58-62, April 2018.
- [19] J. Mei, B. Xiao, K. Shen, L. M. Tolbert and J. Y. Zheng, "Modular Multilevel Inverter with New Modulation Method and Its Application to Photovoltaic Grid-Connected Generator," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 11, pp. 5063-5073, November 2013.
- [20] A. B. Acharya, M. Ricco, D. Sera, R. Teodorescu and L. E. Norum, "Performance Analysis of Medium-Voltage Grid Integration of PV Plant Using Modular Multilevel Converter," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 34, no. 4, pp. 1731-1740, December 2019.
- [21] V. Fernão Pires, J. F. Martins, Chen Hao, "Dual-Inverter for Grid-Connected Photovoltaic System: Modeling and Sliding Mode Control", Solar Energy, Elsevier, vol. 86, no. 7, pp. 2106-2115, July 2012.
- [22] G. Grandi, C. Rossi, D. Ostoic and D. Casadei, "A New Multilevel Conversion Structure for Grid-Connected PV Applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 11, pp. 4416-4426, November 2009.
- [23] V. Fernão Pires, D. Foito, A. Cordeiro, "PV Power Conditioning System Using A Three-Phase Multilevel Pulse Width Modulation Inverter Employing Cascaded Scott Transformers", IET Power Electronics, vol. 12, Issue 1, pp. 102-111, January 2019.
- [24] V. Fernão Pires, A. Cordeiro, D. Foito, J. Fernando Silva, "Three-phase Multilevel Inverter for Grid-Connected Distributed Photovoltaic Systems Based in Three Three-Phase Two-Level Inverters", Solar Energy, vol. 174, pp. 1026-1034, November 2018.

- [25] F-S. Kang, S. E. Cho, S-J. Park, Cheul-U Kim, T. Ise, "A new control scheme of a cascaded transformer type multilevel PWM inverter for a residential photovoltaic power conditioning system", *Solar Energy*, vol. 78, Issue 6, pp. 727–738, June 2005.
- [26] D. G. Holmes, T. A. Lipo, "Pulse width modulation for power converters", *IEEE Series on Power Engineering*, 2003.
- [27] Fang Zheng Peng, "Z-source inverter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, March-April 2003.
- [28] R. Jos and B. Santana, "Inversor de fonte de impedância para aplicações em fontes de energia renovável Engenharia Electrotécnica e de Computadores," Instituto Superior Técnico, 2013.
- [29] S. J. Amodeo, H. G. Chiacchiarini and A. R. Oliva, "High-Performance Control of a DC–DC Z-Source Converter Used for an Excitation Field Driver," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2947-2957, June 2012.
- [30] Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, "Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters: Derived Networks, Modulations, Controls, and Emerging Applications to Photovoltaic Conversion," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 4, pp. 32 44, Dec. 2014.
- [31] M. Mohammadi, J. S. Moghani, J. Milimonfared, "A Novel Dual Switching Frequency Modulation for Z-Source and Quasi-Z-Source Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, No. 6, pp. 5167-5176, June 2018.
- [32] M. Mohammadi, J. S. Moghani, J. Milimonfared, "A Novel Dual Switching Frequency Modulation for Z-Source and Quasi-Z-Source Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, No. 6, pp. 5167-5176, June 2018.
- [33] V. F. Pires, D. Foito and A. Cordeiro, "Three-phase qZ-source inverter with fault tolerant capability," in *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 14, pp. 1852-1858, November 2017.
- [34] Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera and F. Z. Peng, "Modeling and Control of Quasi-Z-Source Inverter for Distributed Generation Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1532-1541, April 2013.
- [35] O. Husev, L. Liivik, F. Blaabjerg, A. Chub, D. Vinnikov and I. Roasto, "Galvanically Isolated Quasi-Z-Source DC–DC Converter With a Novel ZVS and ZCS Technique," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7547-7556, December 2015.
- [36] Y. Liu, H. Abu-Rub and B. Ge, "Front-End Isolated Quasi-Z-Source DC–DC Converter Modules in Series for High-Power Photovoltaic Systems—Part I: Configuration, Operation, and Evaluation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 347-358, January 2017.

- [37] V. Fernão Pires, A. J. Pires, A. Cordeiro, D. Foito, "A Review of the Power Converter Interfaces for Switched Reluctance Machines," *Energies*, vol. 13, Issue 13, pp. 1-34, July 2020.
- [38] B. Ge, Y. Liu, H. Abu-Rub and F. Z. Peng, "State-of-Charge Balancing Control for a Battery-Energy-Stored Quasi-Z-Source Cascaded-Multilevel-Inverter-Based Photovoltaic Power System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2268-2279, March 2018.
- [39] W. Liang, Y. Liu, B. Ge and X. Wang, "DC-Link Voltage Balance Control Strategy Based on Multidimensional Modulation Technique for Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter Photovoltaic Power System," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 11, pp. 4905-4915, November 2018.
- [40] S. Ott, I. Roasto, and D. Vinnikov, "Analytical and Experimental Investigation of Neutral Point Clamped Quasi-Impedance-Source Inverter," *Sci. J. Riga Tech. Univ. Power Electr. Eng.*, vol. 29, no. 1, pp. 113–118, 2020.
- [41] O. Husev, E. Makovenko, D. Vinnikov, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval, T. Jalakas, J. F. Martins, V. D. Gomes, V. F. Pires, "Single-Phase qZS-based PV Inverter with Storage Integration for Distributed Energy Generation", 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, pp 1-6, April, 2018.
- [42] S. Bayhan, H. Komurcugil, "A Sliding-Mode Controlled Single-Phase Grid-Connected Quasi-Z-Source NPC Inverter With Double-Line Frequency Ripple Suppression", *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 160004-160016, October 2019.
- [43] T. E. Shults, O. Husev, F. Blaabjerg, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval and D. Vinnikov, "Novel Space Vector Pulsewidth Modulation Strategies for Single-Phase Three-Level NPC Impedance-Source Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4820-4830, May 2019.
- [44] F. B. Effah, P. W. Wheeler, A. J. Watson and J. C. Clare, "Quasi Z-source NPC inverter for PV application," *IEEE PES PowerAfrica*, Accra, 2017, pp. 153-158, June 2017.
- [45] V. Fernão Pires, A. Cordeiro, D. Foito and J. F. Martins, "Quasi-Z-Source Inverter With a T-Type Converter in Normal and Failure Mode," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7462-7470, November 2016.
- [46] H. Komurcugil, S. Bayhan, "PI and Sliding Mode Based Control Strategy for Three-Phase Grid-Tied Three-Level T-Type qZSI", 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 6361-6366, October 14-17, 2019.
- [47] C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval, M. Ruiz-Cortés, O. Husev, "Carrier Level-Shifted Based Control Method for the PWM 3L-T-Type qZS Inverter With

Capacitor Imbalance Compensation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, pp. 8297–8306, October 2018.

- [48] V. F. Pires, D. Foito, A. Cordeiro and J. F. Martins, "Three-phase T-type qZ source inverter with control current associated to a vectorial modulator for photovoltaic applications," 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), pp. 656-661, April 2017.
- [49] M. A. S. Masoum, H. Dehbonei, E. F. Fuchs, "Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current based maximum power-point tracking," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 514-522, 2002.
- [50] T. Tafticht, K. Agbossou, M. L. Doumbia, A. Chériti, "An improved maximum power point tracking method for photovoltaic systems," *Renewable Energy*, vol. 33, no. 7, pp. 1508-1516, 2008.
- [51] S. Hanafia, A. Ayad, A. Hehn, R. Kennel, "A hybrid MPPT for quasi-Z-source inverters in PV applications under partial shading condition", *IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering*, pp 418-423, April 2017.
- [52] M. A. G. de Brito, G. Luigi, L. P. Sampaio and C. A. Canesin, "Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos," 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON, pp. 1-6, November 2010.
- [53] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *IEEE Proc Generation Transmission Distribution*, vol. 142, no. 1, pp. 59–64, 1995.
- [54] A. Zegaoui, M. Aillerie, P. Petit, J. P. Sawicki, J. P. Charles, A. W. Belarbi, "Dynamic behaviour of PV generator trackers under irradiation and temperature changes," *Solar Energy*, vol. 85, no.11, pp. 2953–2964, 2011.
- [55] Manuel Pina, V. Fernão Pires, "Grid-Connected PV System Using a T-Type qZS Inverter with an Integral Time Derivative Approach to Ensure MPP and Decoupled Current Control", *YEF-ECE 2020 – 4th International Young Engineers Forum on Electrical and Computer Engineering*, pp 38-43, 3 July, 2020.
- [56] V. F. Pires, A. Cordeiro, D. Foito and J. F. Silva, "A STATCOM Based on a Three-Phase, Triple Inverter Modular Topology for Multilevel Operation," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, no. 5, pp. 1988-1997, October 2019.
- [57] D. Sun, B. Ge, W. Liang, H. Abu-Rub and F. Z. Peng, "An Energy Stored Quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter-Based Photovoltaic Power Generation System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5458-

5467, Sept. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2407853

